N° d'ordre : 32

Contribution à l'étude des capteurs de pression à effet piézo-électrique : Etalonnage dynamique

---

THÈSE

présentée

à la FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE BESANÇON

pour obtenir le titre de

DOCTEUR - INGÉNIEUR

par

Jean GREPIN

Ingénieur ENSCMB - Licencié ès Sciences

Soutenue le 5 Juin 1969, devant la Commission d'Examen :

Monsieur P. MESNAGE : Président
Monsieur R. CHALEAT : Examinateur
Monsieur F. LHOTE : Examinateur

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41547627_0014

N° d'ordre : 32

Contribution à l'étude des capteurs de pression à effet piézo-électrique : Etalonnage dynamique

---

THÈSE

présentée

à la FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE BESANÇON

pour obtenir le titre de

DOCTEUR - INGÉNIEUR

par

Jean GREPIN

Ingénieur ENSCMB - Licencié ès Sciences

Soutenue le 5 Juin 1969, devant la Commission d'Examen :

Monsieur P. MESNAGE : Président
Monsieur R. CHALEAT : Examinateur
Monsieur F. LHOTE : Examinateur

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

UNIVERSITE DE BESANCON

FACULTE DES SCIENCES

DOYENS HONORAIRES : MM. GLANGEAUD
JACQUEMAIN

PROFESSEURS HONORAIRES : MM. BAILLAUD, DUFFIEU
THIRY; TRILLAT,
UEBERSFELD,
VINCENSINI

MAITRE DE CONFERENCES
HONORAIRE : M. GRANIER

DOYEN	M. THIEBAUT	Pétrographie minéralogie
ASSESSEUR	M. BERNARD	Physique chimie
PROFESSEURS	M. TRONCHET	Botanique
	M. CHATELET	Mathématiques
	M. PERROT	Chimie Générale
	M. PLUVINAGE	Physique Théorique
	M. DREYFUSS	Géologie Minéralogie
	M. MESNAGE	Chronométrie
	M. THEOBALD	Géologie historique
	M. QUANTIN	Botanique
	M. CHALEAT	Mécanique Appliquée
	M. RIPPLINGER	Physiologie animale
	M. VIENOT	Physique Générale
	M. GOMOT	Zoologie
	M. ARBEY	Astronomie
	M. GALATRY	Physique Moléculaire
	M. THEOBALD J.G	Spectroscopie Hertzienne
	M. DEVIN	Chimie Générale
	M. CERUTTI	Chimie Appliquée
PROFESSEUR ASSOCIE	M. DEFIX	Mécanique Appliquée
PROFESSEURS SANS CHAIRE	M. POTIER	Physique des Solides
	M. REAL	Biologie Animale
	M. VALLEE	Mathématiques Appliquées
	M. GOUARNE	Mathématiques
	M. PARIZET	Mathématiques

MAITRES DE CONFERENCES	M. ROBERT J.	Mathématiques
	M. MERIGOUX	Physique
	M. OLIVIER	Physique
	M. BANTEGNIE	Mathématiques
	M. ROBERT D.	Physique
	M. BIDAULT	Botanique
	M. BULABOIS	Physique Générale
	M. CHAUVE	Géologie
	M. GAUDEMER	Biochimie
	M. MONTAGNER	Psycho-Physiologie
CHARGES D'ENSEIGNEMENT	M. MASSONIE	Mécanique Théorique
	M. HELLEGOUARCH	Mathématiques
	M. MIELLOU	Calcul numérique
	M. RUEDIN	Mathématiques
	M. LHOTE	Chronométrie
CONSEILLER ADMINISTRATIF UNIVERSITAIRE		M. LAMBERT

CONTRIBUTION A L'ETUDE DES CAPTEURS DE PRESSION A EFFET PIEZOELECTRIQUE - ETALONNAGE DYNAMIQUE

Ce travail a été réalisé dans le cadre du Laboratoire de l'Ecole Nationale Supérieure de Chronométrie et de Micromécanique de Besançon. Il s'intègre dans l'ensemble des recherches concernant en particulier l'effet piézoélectrique et ses applications métrologiques.

Nous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance à Monsieur MESNAGE, Directeur de l'Ecole, pour ses conseils et pour les excellentes conditions de travail qui nous ont été offertes.

Nous adressons nos remerciements à toutes les personnes qui ont permis la réalisation de ce travail :

Monsieur François VALENTIN qui nous a proposé ce sujet, et dont l'expérience nous a été précieuse.

Monsieur CHALEAT et Monsieur LHOTE qui nous ont fait l'honneur de participer à notre jury.

Tous les membres de l'Ecole, enseignants, techniques, personnel administratif, en particulier Mademoiselle BOTTERON et Monsieur THIEBAUD pour la présentation de ce texte ainsi que Monsieur ROY pour son importante participation à la réalisation technique.

S O M M A I R E

- INTRODUCTION page . 2

- CHAPITRE I - Effet piézoélectrique
Capteur à effet piézoélectrique page . 4

- CHAPITRE II - Procédés d'étalonnage dynamique
de capteurs page . 20

- CHAPITRE III - Etalonnage par simulation de
pression page . 29

- CHAPITRE IV - Etalonnage automatique du capteur
Kistler 603 A page . 46

- CHAPITRE V - Mesure de l'amplitude de vibration
d'un quartz page . 53

- CONCLUSION

- BIBLIOGRAPHIE

N.B : Dans le texte, les références entre crochets renvoient à la bibliographie.

INTRODUCTION

La mesure des pressions quasi-stationnaires est effectuée avec précision depuis de nombreuses années à l'aide d'appareils du type manomètre. Le développement actuel des recherches en aérodynamique a imposé la possibilité de mesures de pressions variant très rapidement. En effet, il est courant de simuler dans des souffleries à rafales, des vitesses élevées de l'ordre de mach 5 ou 6 et même de mach 8 à mach 12 (soufflerie hypersonique de Modane Avrieux). L'onde de choc qui en résulte est complexe et rapidement variable. Sa représentation exigerait, d'après l'analyse de Fourier, l'emploi d'un spectre de fréquences s'étendant au delà de 100 KHz.

Les recherches ont abouti à la réalisation de différents types de capteurs. Actuellement, l'utilisation du quartz comme élément transducteur (bonne linéarité) se généralise dans les diverses fabrications destinées au domaine médical (mesure de pression de débits sanguins), au domaine automobile (obtention de la courbe de pression d'un moteur), au domaine aérospatial (essais en souffleries) ...

Nous étudions donc dans un premier chapitre, les caractéristiques de l'effet piézoélectrique grâce auquel la réalisation de tels capteurs est possible.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude critique des différents procédés d'étalonnage dynamique.

L'un de ces procédés, l'étalonnage par simulation de pression à fréquence variable est décrit dans le troisième chapitre avec les détails de sa réalisation.

Le quatrième chapitre donne les résultats obtenus en étalonnage automatique sur un capteur de pression Kistler type 603 A.

Les essais de modification de l'appareil en vue de la détection d'une vibration quelconque (matérialisée par un quartz) sont exposés dans le cinquième chapitre.

En fait, le but de ce travail a été l'étude et la mise au point d'un procédé d'étalonnage dynamique de capteurs à quartz. Nous allons voir qu'il est possible grâce à la méthode utilisée, d'obtenir pour tous les capteurs possédant une sensibilité supérieure à 10^{-2} bar, une courbe de réponse en fonction de la fréquence. Cette courbe de réponse met en évidence les fréquences de résonances du capteur et permet de délimiter avec précision sa gamme d'utilisation.

- CHAPITRE I -

RAPPELS CONCERNANT L'EFFET PIEZO-ELECTRIQUE

TECHNOLOGIE DU CAPTEUR A QUARTZ

SOMMAIRE

A/ 1 - Généralités page . 5
2 - Etude du phénomène
3 - Relations entre les variables dans le cas d'une coupe X

B/ 1 - Application de ces propriétés à la réalisation de capteurs de pression page . 13

A/1 - L'étude des cristaux diélectriques a permis de constater différents phénomènes tels que :

- la polarisation d'un cristal par application d'une charge (effet piézoélectrique direct)
- la déformation d'un cristal piézoélectrique par application d'un champ électrique (effet piézoélectrique inverse)
- l'électrostriction, caractéristique de tous les diélectriques qui se définit par la production d'une déformation mécanique lors de l'application d'un champ électrique. Elle se distingue de l'effet piézoélectrique inverse par le fait qu'elle est une fonction paire du champ électrique, c'est-à-dire que le renversement de signe du champ n'entraîne pas celui de la déformation
- l'effet pyroélectrique, qui consiste en la polarisation de certains cristaux sous l'effet de la chaleur
- l'effet piézomagnétique
- l'effet pyromagnétique ...

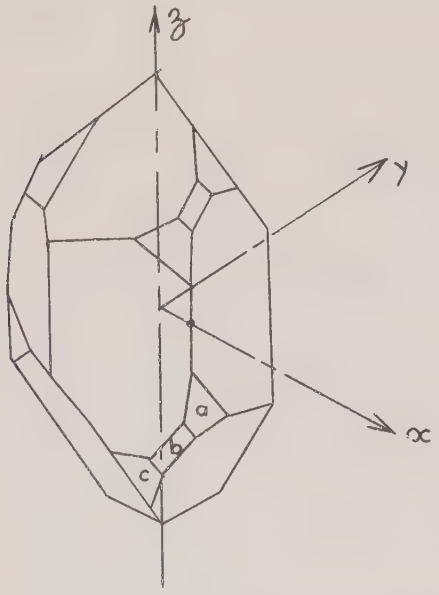
Si l'électrostriction est une propriété propre à tous les cristaux diélectriques, il n'en est pas de même pour les effets piézoélectrique et pyroélectrique. On a montré en effet, que sur la base de leur symétrie, les cristaux peuvent être divisés en 32 classes, dont 20 possèdent la propriété de piézoélectricité. Parmi ces 20 classes, 10 ne possèdent pas la propriété de pyroélectricité (le cristal de quartz appartenant à ce groupe).

Nous nous proposons d'examiner le phénomène piézoélectrique (les autres effets étant négligeables ou nuls dans le cas du cristal de quartz). L'effet piézoélectrique direct, qui consiste en la polarisation d'un cristal sous l'application d'une charge, fut observé

qualitativement par Haüy en 1817. L'étude de ce phénomène a été réalisée en 1880 par Pierre et Jacques Curie. L'année suivante, Lippman a suggéré l'effet inverse, suivant lequel un cristal piézo-électrique soumis à un champ électrique doit subir une transformation. L'étude mathématique de ces deux phénomènes n'a été entreprise par Voigt qu'en 1890.

A/2 - Etude du phénomène

Considérons un cristal de quartz droit. Le repérage du cristal dans un trièdre trirectangle est déterminé en imposant à l'axe x de passer par une "arête modifiée" (c'est-à-dire une arête diminuée par la présence des facettes a, b, c).



Soit dans ce trièdre une lame taillée. Son état thermodynamique est caractérisé par trois variables :

- une variable mécanique x ou X
- une variable électrique E ou P
- une variable thermique S ou θ

Ces variables sont définies à l'aide des conventions suivantes :

X_i : composante des efforts suivant l'axe X appliquée sur la face dont la normale a pour direction i.

x_i : composante des déformations

La déformation est définie à partir des coordonnées d'un point P (x, y, z) du cristal qui sous une action quelconque vient en P_1 (x + u , y + v , z + w).

On a alors :

$$x_x = \frac{\partial u}{\partial x} \qquad y_y = \frac{\partial v}{\partial y} \qquad z_z = \frac{\partial w}{\partial z} \tag{1}$$

$$y_z = \frac{\partial w}{\partial y} + \frac{\partial v}{\partial z} \qquad z_z = \frac{\partial u}{\partial z} + \frac{\partial w}{\partial x} \qquad x_y = \frac{\partial v}{\partial x} + \frac{\partial u}{\partial y}$$

E_m : composante suivant m du champ électrique

P_m : composante suivant m de la polarisation

S : entropie

θ : température

Nous utiliserons dans ce chapitre la convention de notation des indices donnée par Einstein : quand un indice intervient deux fois dans un terme monôme, la sommation par rapport à cet indice est automatiquement sous entendue.

Soit U l'énergie interne de la lame. Le potentiel thermodynamique défini par Gibbs s'écrit :

$$G = U - x_i X_i - E_m P_m - S \Theta \qquad (2)$$

L'étude peut être envisagée de deux façons différentes :

- en considérant un processus adiabatique dans lequel l'entropie reste constante
- en considérant un processus isotherme dans lequel la température reste constante

Dans chacun des processus, les coefficients que nous définirons le seront, soit à entropie constante, soit à température constante.

Considérons le processus adiabatique qui correspond au cas des mesures dynamiques.

$$dU = X_i \, dx_i + E_m \, dP_m + \Theta \, dS \qquad (3)$$

$$dG = - x_i \, dX_i - P_m \, dE_m - S \, d\Theta \qquad (4)$$

dG étant une différentielle totale exacte (propriété qui résulte du principe de la conservation de l'énergie) soit en négligeant le dernier terme de l'expression de dG :

$$x_i = \left(- \frac{\partial G}{\partial X_i} \right)_{E_m} \qquad P_m = \left(- \frac{\partial G}{\partial E_m} \right)_{X_i}$$

$$\frac{\partial P_m}{\partial X_i} = \frac{\partial x_i}{\partial E_m} = \text{constante piézoélectrique} = d_{mi}$$

Introduisons la loi de Hooke liant contraintes et déformations, et supposons les équations de liaisons linéaires,

en posant :

$$\frac{\partial x_i}{\partial X_j} = s_{ij} \qquad \frac{\partial X_i}{\partial x_j} = c_{ij} \qquad \text{on a :}$$

$$dx_i = \frac{\partial x_i}{\partial X_j} dX_j + \frac{\partial x_i}{\partial E_m} dE_m$$

d'où :

$$x_i = s_{ij} X_j + d_{mi} E_m \tag{5}$$

de la même façon on obtient :

$$P_m = d_{mi} X_i + \chi_{mj} E_j \tag{6}$$

Les constantes s, c, d et χ sont définies dans des conditions bien particulières (par exemple s et c à champ constant ou nul).

Les différentes variables sont liées de la façon suivante :

$$x \underset{c}{\overset{s}{\rightleftharpoons}} X \qquad\qquad E \underset{\chi}{\overset{\eta}{\rightleftharpoons}} P \tag{7}$$

$$x \xrightarrow{d} E \qquad\qquad X \xleftarrow{d} P$$

$$x \xleftarrow{e} P \qquad\qquad X \xrightarrow{-e} E$$

et il existe entre elles les relations suivantes :

$$e_{mi} = d_{mj} c_{ji} \tag{8}$$

$$d_{mi} = s_{ij} e_{mj}$$

Tableaux des coefficients

Ils sont obtenus en tenant compte des symétries du cristal. Dans le cas du quartz il existe un axe d'ordre 3 et trois axes d'ordre 2, ce qui permet d'écrire :

- Relations entre les déformations et les efforts

$$\begin{vmatrix} x_x \\ y_y \\ z_z \\ y_z \\ z_x \\ x_y \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} & s_{14} & 0 & 0 \\ s_{12} & s_{11} & s_{13} & -s_{14} & 0 & 0 \\ s_{13} & s_{13} & s_{13} & 0 & 0 & 0 \\ s_{14} & -s_{14} & 0 & s_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44} & 2s_{14} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2s_{14} & 2(s_{11}-s_{12}) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} X_x \\ Y_y \\ Z_z \\ Y_z \\ Z_x \\ X_y \end{vmatrix} \qquad (9)$$

Si les coefficients sont définis dans les mêmes conditions (par exemple tous deux à champ nul), on peut inverser la matrice des s.

$$(c) = (s)^{-1}$$

- Relations entre les déformations et les champs

$$\begin{vmatrix} x_x \\ y_y \\ z_z \\ y_z \\ z_x \\ x_y \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} d_{11} & 0 & 0 \\ -d_{11} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ d_{14} & 0 & 0 \\ 0 & -d_{14} & 0 \\ 0 & -2d_{11} & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{vmatrix} \qquad (10)$$

- Relations entre polarisations et efforts

$$\begin{vmatrix} P_x \\ P_y \\ P_z \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} d_{11} & -d_{11} & 0 & d_{14} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -d_{14} & -2d_{11} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} X_x \\ Y_y \\ Z_z \\ Y_z \\ Z_x \\ X_y \end{vmatrix}$$

A/3 - Relations entre les variables dans le cas d'une coupe X

Considérons une lame taillée suivant deux plans perpendiculaires à l'axe x et métallisée sur ces deux faces.

a) Effet direct

Appliquons suivant l'axe x un effort de compression X_x sur la face (de surface S)

$$P_x = d_{11} X_x = \sigma$$

$$q = \sigma S = d_{11} X_x S = d_{11} F \quad (F = \text{force appliquée})$$

$$q = d_{11} F \tag{12}$$

La tension qui apparait dans ce cas entre les faces de la lame, est compte tenu de la capacité C_o du cristal :

$$V = \frac{d_{11} F}{C_o} \tag{13}$$

b) Effet inverse

Entre les faces métallisées de la lame précédemment définie, appliquons un champ suivant l'axe des x.

$$x_x = d_{11} E_x$$

$$x_y = -d_{11} E_x$$

$$y_z = d_{14} E_x$$

Considérons l'effet suivant l'axe x et soit Δx la variation de l'épaisseur x de la lame :

$$x_x = \frac{\Delta x}{x} \qquad \Delta x = x\, d_{11} E_x = d_{11} V$$

V étant la tension interélectrodes.

$$\Delta x = d_{11} V \qquad (14)$$

La valeur des constantes piézoélectriques a été définie {20} :

$$d_{11} = 2,3 \quad 10^{-12} \quad \text{MKS}$$

$$d_{14} = -0,7 \quad 10^{-2} \quad \text{MKS} \qquad (15)$$

B/ - Application de ces propriétés à la réalisation de capteurs de pression

(Documentation Kistler {19}) Figure 1.

Les premiers capteurs de pression à effet piézoélectrique ont été réalisés à l'aide de rondelles de quartz coupe X, empilées dans un boitier.

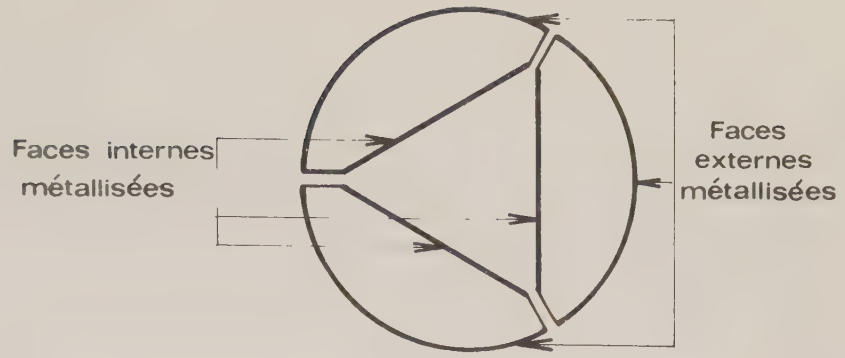
On utilise actuellement des lames coupe X (représentées figure 1-a), l'axe X étant orthogonal à la face interne métallisée. Les efforts sont appliqués suivant l'axe Y et les variables sont dans ce cas liées par les équations (16) issues de (10) et (11).

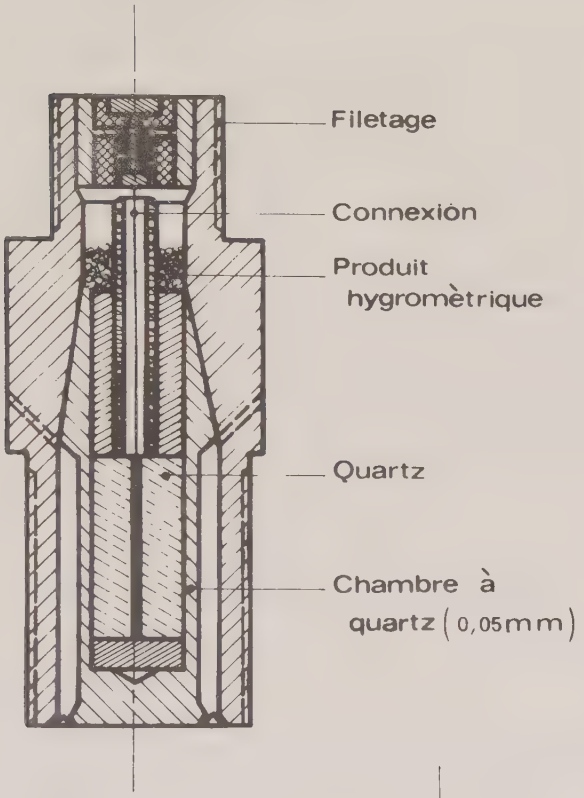
$$P_x = - d_{11} Y_y$$
$$y_y = - d_{11} E_x \qquad (16)$$

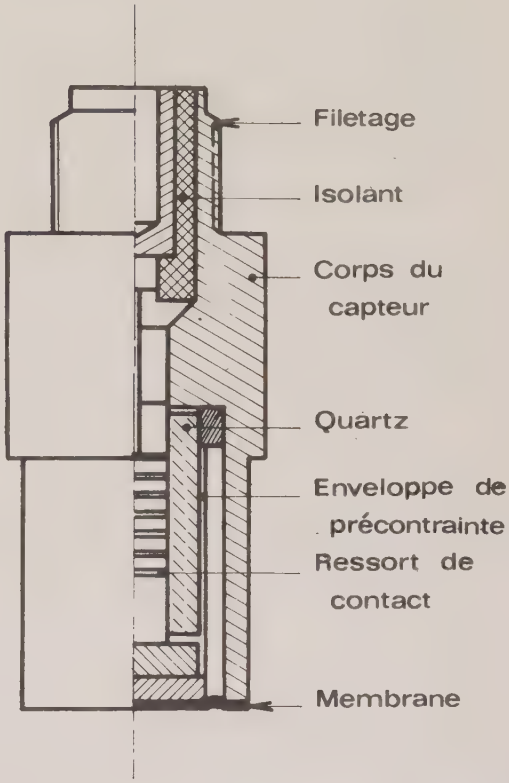
Trois de ces lames sont assemblées, leurs faces internes et externes étant métallisées, dans un ensemble mécanique qui forme le capteur. Cet ensemble est composé principalement d'une enveloppe, d'une membrane, d'une prise coaxiale le tout formant boitier.

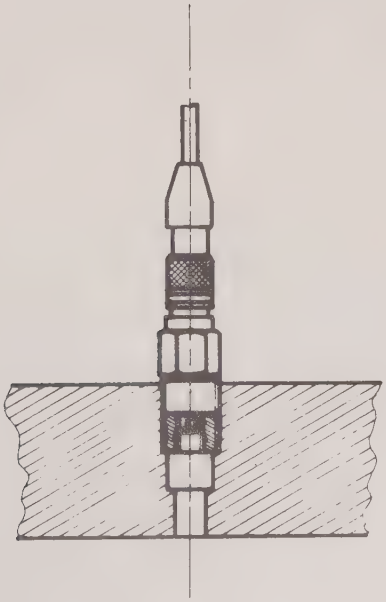
La fiche centrale de la prise coaxiale est reliée aux faces internes des lames de quartz. Les faces externes sont solidaires du corps du capteur.

Les cristaux de quartz sont montés dans la chambre à quartz, avec une précontrainte de 500 à 1000 Newtons. Cette précontrainte permet d'une part la détection de pressions négatives par rapport à la pression atmosphérique, d'autre part l'obtention de









Adaptateur pour capteur miniature

Echelle : 2

Fig.1

fréquences propres plus élevées. Pour que cette précontrainte ne varie pas en fonction de la température (les capteurs pouvant être utilisés dans la gamme de température -150° + 240°C) la chambre à quartz est réalisée avec un métal possédant le même coefficient de dilatation thermique que le quartz.

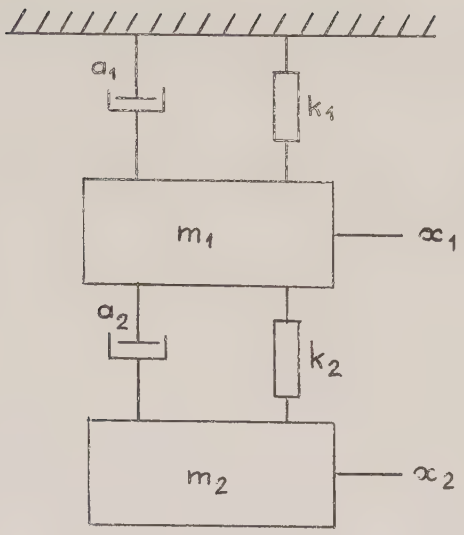
La forme, la grandeur, la sensibilité... des capteurs varient suivant leur utilisation. Elle est maintenant très étendue et comprend la mesure de pressions acoustiques ou d'explosions ainsi que celles de très petites fluctuations dans les gaz et les liquides.

En effet, tout en permettant des mesures de pressions de plusieurs centaines d'atmosphères, ces capteurs ont une résolution de l'ordre de 10^{-4} bar . Avec certains modèles, des mesures de pression de l'ordre de 10^{-5} bar sont possibles.

Quel qu'en soit le modèle, nous constatons que le capteur de pression est un ensemble complexe. Un tel ensemble, excité est donc caractérisé par des fréquences propres couplées ou non.

Il est impossible de déterminer un modèle mathématique équivalent. La représentation d'un tel ensemble nécessiterait plusieurs masses couplées, et la détermination des coefficients de couplage serait très difficile.

On peut se faire une idée de la complexité du problème en étudiant le système le plus simple possible, composé de deux masses, et représenté par le schéma de la page suivante. Cette étude permet d'autre part de constater l'influence des paramètres masses et raideurs sur la position des fréquences de résonance.



Dans ce schéma, les constantes représentent les grandeurs suivantes :

k_1 , a_1 : coefficients d'élasticité et d'amortissement de l'ensemble quartz + chambre à quartz

m_1 : masse de l'ensemble quartz + chambre à quartz

k_2 , a_2 : coefficient d'élasticité et d'amortissement de l'enveloppe (ensemble membrane + boitier)

m_2 : masse active équivalente de la membrane

f : fréquence de la force d'excitation

$f_1 = \frac{1}{2\Pi}\sqrt{\frac{k_1}{m_1}}$ fréquence propre du système m_1 k_1

$f_2 = \frac{1}{2\Pi}\sqrt{\frac{k_2}{m_2}}$ fréquence propre du système m_2 k_2

Les abscisses x_1 et x_2 sont comptées positivement vers le bas.

En utilisation normale du capteur comme appareil de mesure de pression, il s'exerce sur la membrane, donc sur m_2 , une force variable, que nous considérerons sinusoïdale, de la forme $P_o \cos \omega t$.

En négligeant la pesanteur et en supposant un amortissement proportionnel à la vitesse, les équations du mouvement s'écrivent :

$$m_1 \frac{d^2x_1}{dt^2} + k_1 x_1 + a_1 \frac{dx_1}{dt} + k_2 (x_1 - x_2) + a_2 \left(\frac{dx_1}{dt} - \frac{dx_2}{dt}\right) = 0 \qquad (17)$$

$$m_2 \frac{d^2x_2}{dt^2} + k_2 (x_2 - x_1) + a_2 \left(\frac{dx_2}{dt} - \frac{dx_1}{dt}\right) = P_o \cos \omega t \qquad (18)$$

En négligeant l'amortissement :

$$m_1 \frac{d^2x_1}{dt^2} + k_1 x_1 + k_2 (x_1 - x_2) = 0 \qquad (19)$$

$$m_2 \frac{d^2x_2}{dt^2} + k_2 (x_2 - x_1) = P_o \cos \omega t \qquad (20)$$

En appliquant les résultats de la théorie de la synchronisation, cherchons pour x_1 et x_2 les solutions correspondant au régime synchronisé de la forme :

$$\begin{aligned} x_1 &= \lambda_1 \cos \omega t \\ x_2 &= \lambda_2 \cos \omega t \end{aligned} \qquad (21)$$

(le déphasage est nul puisqu'il n'y a pas de terme amortissant).

Le système devient :

$$\begin{aligned} &- m_1 \omega^2 \lambda_1 + k_1 \lambda_1 + k_2 (\lambda_1 - \lambda_2) = 0 \\ &- m_2 \omega^2 \lambda_2 + k_2 (\lambda_2 - \lambda_1) = P_o \end{aligned} \qquad (22)$$

Soit :

$$\lambda_1 (k_1 + k_2 - m_1 \omega^2) - k_2 \lambda_2 = 0 \qquad (23)$$

$$- \lambda_1 k_2 + \lambda_2 (k_2 - m_2 \omega^2) = P_o \qquad (24)$$

d'où :

$$\frac{\lambda_1}{P_o} = \frac{k_2}{\omega^2 (m_1 m_2 \omega^2 - k_2 m_1 - k_1 m_2 - k_2 m_2) + k_1 k_2} \qquad (25)$$

$$\frac{\lambda_2}{P_o} = \frac{1}{k^2 - m_2 \omega^2} \left(1 + \frac{\lambda_1 k_2}{P_o} \right) \qquad (26)$$

De (25) et (26) nous tirons :

$$\frac{\lambda_2 - \lambda_1}{P_o} = \frac{1}{k^2 - m_2 \omega^2} \left(1 + \frac{\lambda_1 m_2 \omega^2}{P_o} \right)$$

Soit en développant :

$$\frac{\lambda_2 - \lambda_1}{P_o} = \frac{1}{m_2 \omega^2 \left(\frac{f_2^2}{f^2} - 1 \right)} \left\{ 1 + \frac{\mu_{21} f_2^2 / f^2}{\left(1 - \frac{f_2^2}{f^2}\right)\left(1 - \frac{f_1^2}{f^2}\right) - \mu_{21} \frac{f_2^2}{f^2}} \right\} \qquad (27)$$

Dans le cas de l'excitation électrique du quartz, il est possible de trouver des formules semblables en considérant la force alternative appliquée à l'élément m_1.

A partir de l'équation (27) nous pouvons déterminer, en fonction de la fréquence l'allure de la variation $\lambda_2 - \lambda_1$. En principe, pour un bon fonctionnement du capteur, cette fonction doit être faible et sinon constante du moins lentement variable.

Nous allons considérer un capteur dont les éléments sont :

$m_1 = 10^{-2}$ kg $\qquad$ $m_2 = 2.10^{-3}$ kg $\rightarrow$ $\mu_{21} = \frac{1}{5}$

$$f_1 = \frac{1}{2\Pi}\sqrt{\frac{k_1}{m_1}} \qquad f_2 = \frac{1}{2\Pi}\sqrt{\frac{k_2}{m_2}}$$

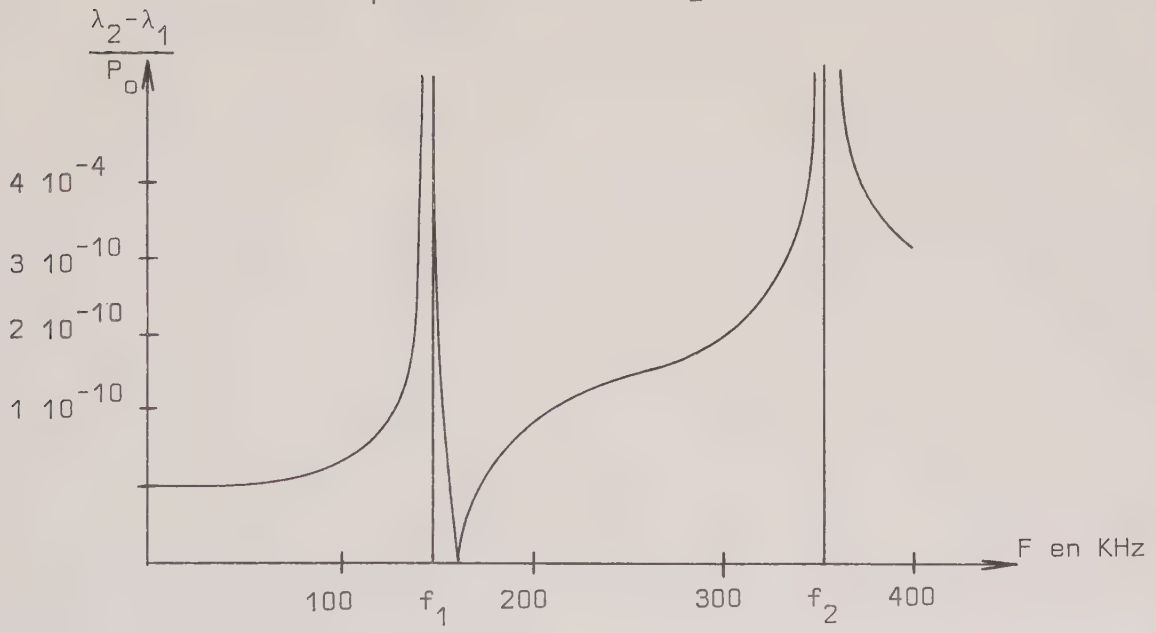
La constante élastique du quartz suivant l'axe x est connue. Elle est en première approximation 3 fois plus faible que celle de l'acier {20} . Nous constatons donc l'intérêt de la chambre à quartz qui augmente cette constante élastique k_1 d'une part en raison de la précontrainte imposée au quartz, d'autre part sous l'action de sa propre constante élastique en parallèle avec celle du cristal de quartz. Nous obtenons grâce à cette mesure un déplacement de f_1 vers des fréquences plus élevées, déplacement augmenté par la diminution de m_1 . Le graphe suivant qui représente la variation de $\frac{\lambda_2-\lambda_1}{P_o}$ montre l'intérêt qui en résulte pour la plage d'utilisation du capteur.

Prenons par exemple :

$k_1 = 10^9$ N/m $\qquad$ $k_2 = 10^{10}$ N/m

d'où

$f_1 \simeq 1{,}6 \ 10^5$ Hz $\qquad$ $f_2 \simeq 3{,}6 \ 10^5$ Hz



Toutefois cette courbe n'a qu'une parenté lointaine avec le phénomène puisqu'elle ne tient pas compte des effets propres à chaque élément de l'ensemble, de ceux propres au montage du quartz dans la chambre à quartz, de ceux propres au montage de la chambre à quartz dans le corps, de ceux propres à la liaison membrane chambre à quartz...

Nous voyons donc qu'il est indispensable de détecter expérimentalement les résonances de l'ensemble, ceci permettant d'éviter l'utilisation de capteurs qui délivreraient, à cause de leurs résonances, des signaux perturbés dans une plage de fréquence où une restitution exacte est nécessaire.

Nous allons donc examiner les différentes possibilités d'étalonnage dynamique qui nous sont offertes.

- CHAPITRE II -

ETALONNAGE DYNAMIQUE

SOMMAIRE

A/ Méthode d'étalonnage par échelons de pression page . 21

1 - Etalonnage par le tube à choc
2 - Etalonnage par l'onde balistique de la balle de fusil
3 - Etalonnage à l'aide d'un distributeur de pression

B/ Méthode d'étalonnage par excitation sinusoïdale page . 25

C/ Mise en évidence des résonances page . 26

1 - Mesure au Q mètre
2 - Mesure du courant dans le capteur

L'étalonnage dynamique d'un capteur de pression consiste en la détermination de sa courbe de réponse, ensemble des points représentant l'amplitude de la grandeur de sortie pour diverses valeurs de la fréquence du signal d'excitation.

A/ Méthode d'étalonnage par échelons de pression

Supposons que le capteur reçoive une pression connue, variable dans le temps, E (t). La réponse S (t) du capteur à cette fonction d'entrée peut être enregistrée.

Nous pouvons définir les fonctions images de ces grandeurs donc la fonction de transfert :

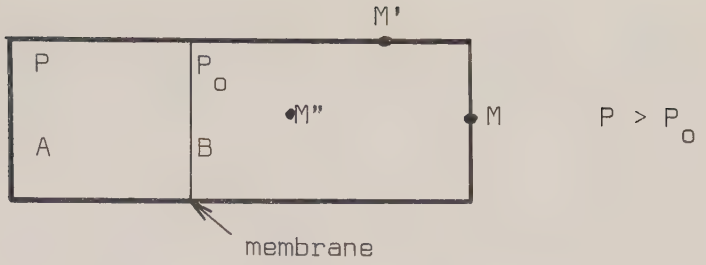
$$y_{(j\omega t)} = \frac{\int_o^\infty S(t)\, e^{-j\omega t}\, dt}{\int_o^\infty E(t)\, e^{-j\omega t}\, dt} \qquad (28)$$

Il est donc possible de calculer, pour chaque valeur de ω, la valeur correspondante de y, et de tracer point par point la courbe de réponse du capteur.

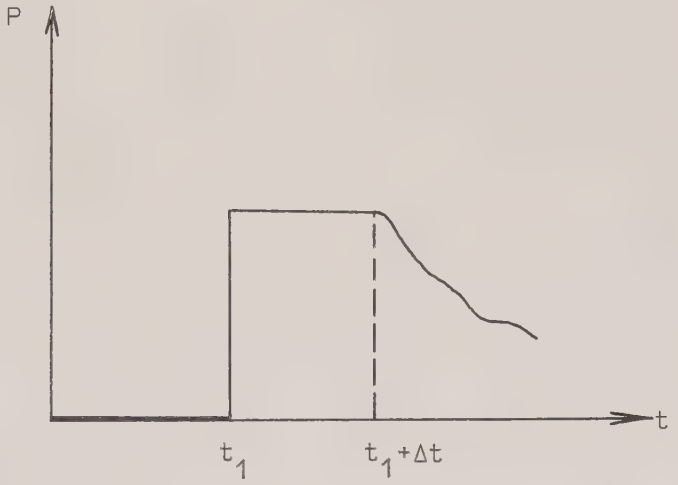
La pression d'entrée peut être une impulsion ou un échelon.

A/ 1 - Etalonnage par le tube à choc {2}

Le tube à choc est composé d'une façon théorique de deux chambres séparées par une membrane.



Le capteur est placé en M, M' ou M". L'onde de choc créée par la rupture de la membrane parvient en M au temps t_1 , origine du signal appliqué au capteur. La pression reste constante pendant un temps Δt jusqu'au moment où arrive en M (ou M') l'onde de dépression réfléchie à l'extrémité du tube.



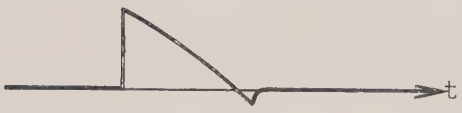
Seule la partie du signal définie par t_1 , $t_1 + \Delta t$ est connue, ses caractéristiques étant approximativement données par la théorie du tube à choc.

A l'aide d'un tube d'une longueur de 25 mètres, on peut obtenir un signal d'amplitude 10^6 Pascals constant pendant un temps Δt de quelques dizaines de millisecondes {10} .

L'étalonnage n'est réalisable que si la réponse du capteur est parvenue à un état d'équilibre avant la fin du palier (réponse nulle ou constante).

En considérant l'excitation définie précédemment, trois réponses sont possibles.

Signal appliqué



Réponse d'un capteur sensible aux hautes fréquences mais éliminant les basses fréquences

Réponse d'un capteur sensible aux basses fréquences mais éliminant les hautes fréquences

Réponse non utilisable, le capteur n'étant pas dans un état stable en fin d'application du signal

Le tube à choc fournit un signal qui possède à la fois des composantes hautes fréquences (front raide) et un palier (pression constante). Ce signal, que l'on ne peut connaitre qu'avec une certaine approximation, permet d'obtenir une réponse du capteur variable suivant la richesse en harmoniques du signal d'excitation. Grâce à cette réponse, on pourra définir une fonction de transfert, qui permettra de déterminer une courbe de réponse en amplitude. Il est bien évident que cette réponse

sera différente suivant le tube à choc utilisé, et qu'elle ne pourra faire apparaitre toutes les résonances du capteur.

Ce procédé ne permet donc de réaliser qu'un étalonnage approché et incomplet. De plus il présente le gros inconvénient d'être d'une mise en oeuvre importante (complexité de la réalisation du tube à choc) et de nécessiter des dépouillements et calculs compliqués pour parvenir à un résultat non rigoureux, (calculs qui en général sont effectués sur ordinateurs, le nombre de points nécessaires à la définition de la réponse étant très grand {10}).

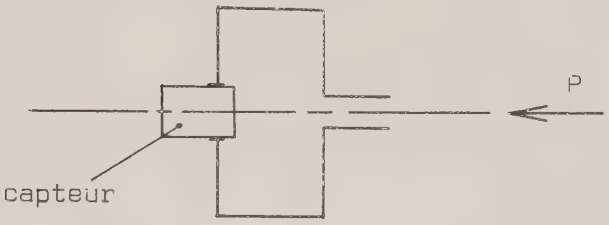
A/ 2 - Etalonnage par l'onde balistique de la balle de fusil {2}

Une balle de fusil qui se déplace crée une perturbation qui se caractérise par une onde à deux fronts raides.

L'analyse en fréquence des signaux d'entrée et de sortie devrait permettre d'obtenir la réponse en fréquence du capteur. En fait les possibilités sont limitées car le signal d'excitation est très bref -de l'ordre de 10^{-4} seconde - et, pour des capteurs ayant un temps de réponse de cet ordre, il est comparable à une impulsion.

Un tel mode d'étalonnage ne permet donc souvent que la mise en évidence d'une fréquence propre du capteur, à condition que le spectre du signal d'excitation ait une limite supérieure à cette fréquence.

A/ 3 - Etalonnage à l'aide d'un distributeur de pression {2}



Le capteur est fixé sur une cavité mise alternativement en communication avec l'atmosphère et avec une pression P.

Pour que le saut de pression soit brusque, il est nécessaire que le volume de la cavité soit très faible de façon à ce qu'il n'y ait pas de débit d'air.

Ce système permet d'obtenir des crénaux dont le palier peut être long et variable, mais dont le temps de montée est supérieur à celui obtenu au tube à choc (application dans le cas d'un étalonnage à très basses fréquences).

B/ - Méthode d'étalonnage par excitation à fréquence variable

Cette méthode permet d'étalonner le capteur en l'excitant par une pression à fréquence variable. On obtient ainsi directement la réponse en amplitude. Cette méthode est limitée par la difficulté

d'obtenir à haute fréquence des pressions variables élevées.

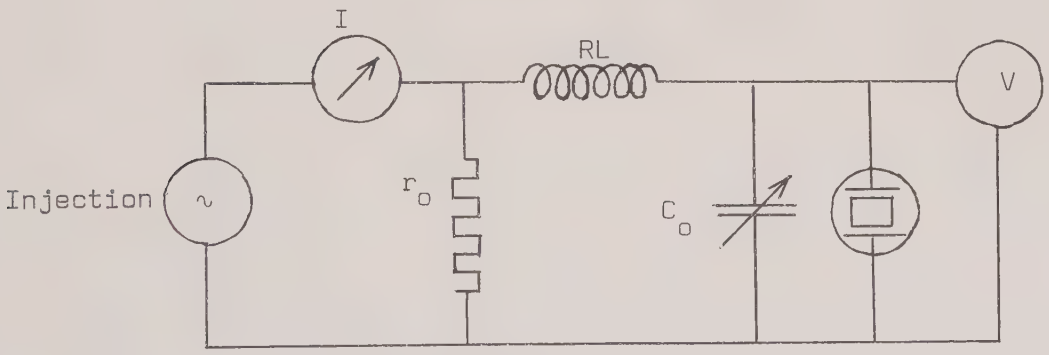
Une possibilité préconisée par Gohlke {3} consiste à appliquer sur le capteur une pression électrostatique : c'est une méthode d'étalonnage direct. L'étalonnage inverse peut être effectué en excitant le capteur à quartz par une tension à fréquence variable et en étudiant le mouvement de la membrane (au moyen d'un capteur capacitif par exemple). Ces deux méthodes ont été expérimentées au Laboratoire Franco-allemand de Saint-Louis par François Valentin {18} .

Nous allons donc dans le chapitre suivant développer ces techniques qui permettent l'étalonnage rapide de nombreux capteurs.

C/ - Mise en évidence des résonances

Les résonances du capteur se caractérisent par une variation de l'impédance motionnelle que nous avons essayé de mettre en évidence de différentes façons.

C/ - 1 Mesure au Q mètre

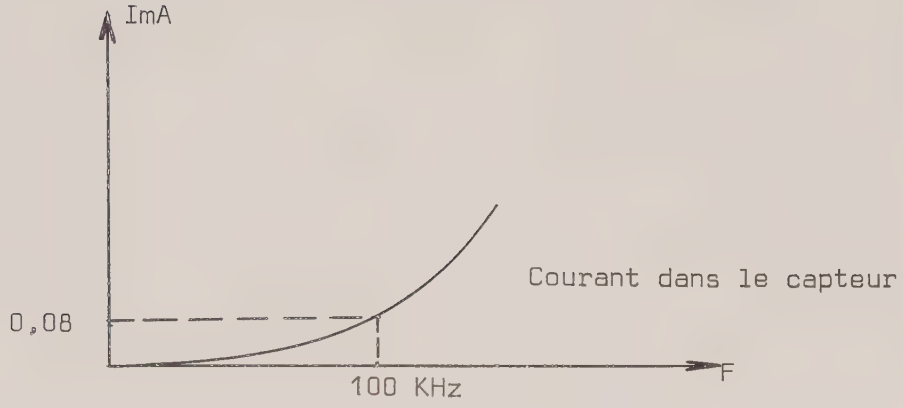


Le capteur est relié aux bornes de la capacité variable C_o. Le balayage en fréquence de la tension d'injection ne permet la détection d'aucune résonance.

Cette manipulation permet toutefois de définir l'impédance équivalente du capteur.

- Mesure à 55 KHz
  R = 0,3 GΩ en parallèle avec 17 pF
- Mesure à 1,5 KHz
  R = 3 GΩ en parallèle avec 16 pF

C-2/ Mesure du courant dans le capteur



Comme le montre la courbe ci-dessus, le courant dans le capteur croit rapidement en fonction de la fréquence. Pour une fréquence supérieure à 100 KHz l'appareil de détection n'est donc plus suffisamment sensible sur la gamme de mesure utilisée.

Afin d'obtenir une plus grande sensibilité nous avons à l'aide d'un amplificateur différentiel, comparé deux tensions porportionnelles :

- l'une au courant dans le capteur
- l'autre au courant traversant un montage RC équivalent au capteur

La tension analysée $V = k(e_1 - e_2)$ est restée nulle.

L'absence de résultats prouve que les résonances qui peuvent exister sont faibles et caractérisent de petites modifications de l'impédance motionnelle.

Il est donc indispensable de déterminer d'une façon exacte la réponse en amplitude du capteur.

- CHAPITRE III -

ETALONNAGE PAR SIMULATION DE PRESSION

SOMMAIRE

A/ Principe page . 30

B/ Amplificateur de mesure page . 32

C/ Réalisation de l'appareil page . 37

D/ Possibilités offertes par l'appareil page . 40

1 - Excitation directe du capteur

2 - Excitation réciproque

Etalonnage par simulation d'une pression alternative

La pression électrostatique qui apparait entre les électrodes d'un condensateur est utilisée pour simuler, sur la face sensible d'un capteur des pressions alternatives de fréquence variable. Etant donnée une excitation d'amplitude constante, la tension délivrée par le capteur permettra de tracer directement la réponse en amplitude, donc de conclure sur la linéarité et la présence de fréquences propres.

A/ Principe

Considérons la face sensible du capteur disposée parallèlement à une électrode portée à une tension V et à une distance e. Il se développe entre le capteur et l'électrode une pression électrostatique qui se traduit par l'apparition d'une charge sur l'élément piézoélectrique composant le capteur (équation 12). L'exploitation de cette charge est effectuée en la transformant en une tension proportionnelle par l'intermédiaire d'un amplificateur de charge.

Soit P la pression électrostatique :

$$P = \frac{\sigma_\cdot^2}{2\varepsilon_o} = \frac{V^2 \varepsilon_o}{2e^2} \qquad (29)$$

expression dans laquelle :

- $\sigma_\cdot$ est la densité de charge
- ε_o permittivité
- e longueur de l'entrefer
- V tension appliquée sur l'électrode

Dans le cas de l'étalonnage du capteur, la tension appliquée sur l'électrode est constituée par une tension continue V_o à laquelle s'ajoute une tension alternative de la forme $v_o \sin \omega t$.

$$V = V_o + v_o \sin \omega t = V_o + v$$

$$V^2 = V_o^2 + v^2 + 2 V_o v$$

Soit P' la composante alternative de la pression s'exerçant sur le capteur :

$$P' \ N/m^2 = \frac{(v^2 + 2V_o v) \varepsilon_o}{2 e^2} \qquad (30)$$

Cette formule montre l'intérêt qu'il y aura à réaliser un produit $V_o v$ grand et un entrefer e petit.

Toutefois, nous sommes limités dans le choix des potentiels appliqués à l'électrode par la tension de claquage dans l'air. La loi de Paschen -le potentiel explosif V ne dépend pas de la forme des électrodes ; il est simplement fonction du produit p.d où p est la pression du gaz et d la distance interélectrode- appliquée dans le cas de l'air nous permet d'affirmer que pour V < 340 volts, la décharge ne se produira pas. En effet, dans l'air à la pression atmosphérique, la courbe V = f (p d) passe par un minimum égal à 340 volts pour une épaisseur d'entrefer de 7 microns.

Il est donc possible d'obtenir par le calcul un ordre de grandeur de la pression appliquée.

V_o = 260 Volts

v = 30 volts crête

e = 3µ

P' = 10 000 P ≃ 100 millibars

L'application de cette pression entraine sur le capteur l'apparition d'une charge fonction de la sensibilité du capteur. Cette sensibilité est déterminée par l'essai statique du capteur et elle est pour le capteur Kistler 603 A que nous utilisons de 4,44 picocoulomb/atmosphère.

Pour exploiter la réponse du capteur il est nécessaire d'utiliser un amplificateur qui transforme la charge générée sur le quartz en une tension.

B/ Amplificateur de charge

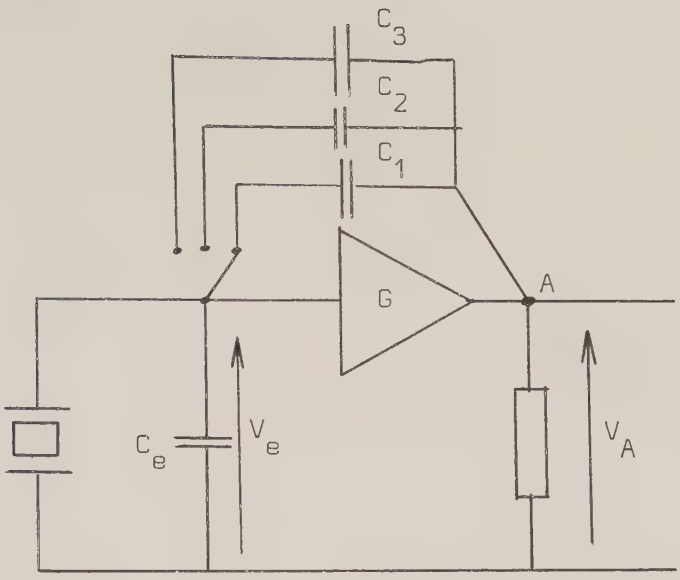
Nous avons utilisé pour certaines manipulations un "amplificateur de charge" Kistler type 568 {19} . En réalité cette appellation est impropre car il s'agit d'un amplificateur de tension dont les fuites sont nulles (impédance d'entrée pratiquement infinie) qui délivrera une tension proportionnelle à la charge q appliquée sur l'entrée. Nous conserverons cette dénomination, employée par les constructeurs d'amplificateurs, qui permet de distinguer l'amplificateur de charge des autres appareils.

Il est composé d'un amplificateur de tension à très grand gain, avec un tube électromètre (ou un Mosfet) à l'entrée, de façon à obtenir une haute impédance d'entrée. A partir de la sortie basse impédance on réalise un couplage capacitif sur la grille.

C_e = capacité totale d'entrée

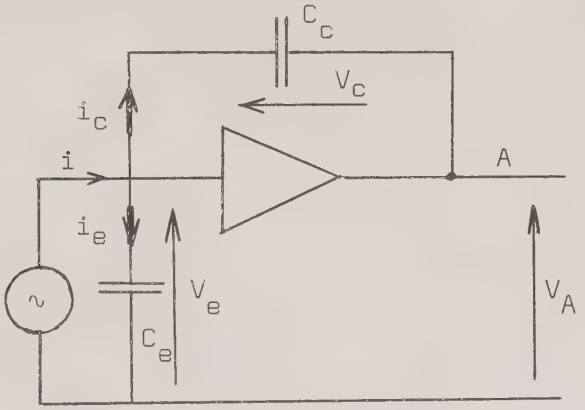
C_c = capacité de contre couplage

C = 1 , 2 , 3 .....



Le choix du domaine de mesures s'effectue par l'intermédiaire des condensateurs de contre couplage C_c . Ce principe d'amplificateur, qui se caractérise par une très haute impédance d'entrée, et par l'absence d'influence de la capacité du câble de liaison capteur amplificateur sur la tension de sortie, est utilisé pour toutes les mesures piézoélectriques (capteur, rondelle de charge ...).

Considérons le schéma équivalent suivant :



et soit : q = charge du capteur

V_e = tension à l'entrée de l'amplificateur

V_a = tension de sortie

$G < 0 \quad (|G| \simeq 10^3)$

$$V_e = \frac{V_a}{G}$$

$$V_e = V_a + V_e \rightarrow V_c = V_e - V_a$$

$$= V_a \left(\frac{1}{G} - 1 \right)$$

$$i_c + i_e = i = \frac{dq}{dt}$$

$$i_c = C_c \frac{dV_c}{dt} = C_c \left(\frac{1}{G} - 1 \right) \frac{dV_a}{dt}$$

$$i_e = C_e \frac{dV_e}{dt} = \frac{C_e}{G} \frac{dV_a}{dt}$$

$$\frac{dq}{dt} = \frac{dV_a}{dt} \left\{ C_c \left(\frac{1}{G} - 1 \right) + \frac{C_e}{G} \right\}$$

$$V_a = \frac{q}{C_c \left(\frac{1}{G} - 1\right) + \frac{C_e}{G}}$$

Si G est grand

$$V_a \simeq - \frac{q}{C_c} \qquad (31)$$

En première approximation la formule 31 montre que la tension de sortie V_a ne dépend plus de la capacité du câble (élément de C_e). Elle est fonction de la capacité de contre couplage (d'où un réglage de sensibilité possible grâce à une série de capacités commutables). Sortant sous basse impédance, elle peut être exploitée directement sur un enregistreur.

Cet amplificateur, indispensable en basses fréquences et plus généralement dans le domaine d'utilisation des capteurs (à cause de la très forte impédance de sortie de ces derniers) possède une bande passante d'environ 100 KHz. Son gain est réglable en fonction de la sensibilité (s) du capteur qui lui est associé. Ce réglage est réalisé grâce à un potentiomètre 10 tours indiquant en picocoulombs/atmosphère la sensibilité du capteur. L'avantage d'un tel réglage est

de rendre l'amplificateur universel : sa tension de sortie étant étalonnée et permettant directement, quel que soit le capteur ou la rondelle de charge utilisé, la lecture de la grandeur appliquée.

Nous avons relevé expérimentalement les courbes de gain pour différentes sensibilités (s) (Figure 2). Nous constatons que pour F > 100 KHz la linéarité de l'amplificateur diminue beaucoup. Nous ne pourrons utiliser cet amplificateur sur une gamme de fréquences plus large qu'en effectuant une correction de la réponse en fonction de la courbe d'étalonnage.

Afin de pouvoir obtenir des enregistrements directs, nous avons réalisé un amplificateur à haute impédance d'entrée possédant une bande passante plus large. Ces fonctions sont obtenues en utilisant un Mosfet dans un montage drain commun (Figure 3 a).

Le schéma équivalent au transistor est représenté figure 3 (b). Dans le cas du modèle 2N 3608 que nous utilisons, les éléments ont les valeurs suivantes :

$C_{GS} = 7{,}5$ pF

$C_{GD} = 3$ pF

$C_{DS} = 2$ pF

$R > 10^{14}$ Ω

$r = 200$ Ω

$g_m = 1$ mA/V

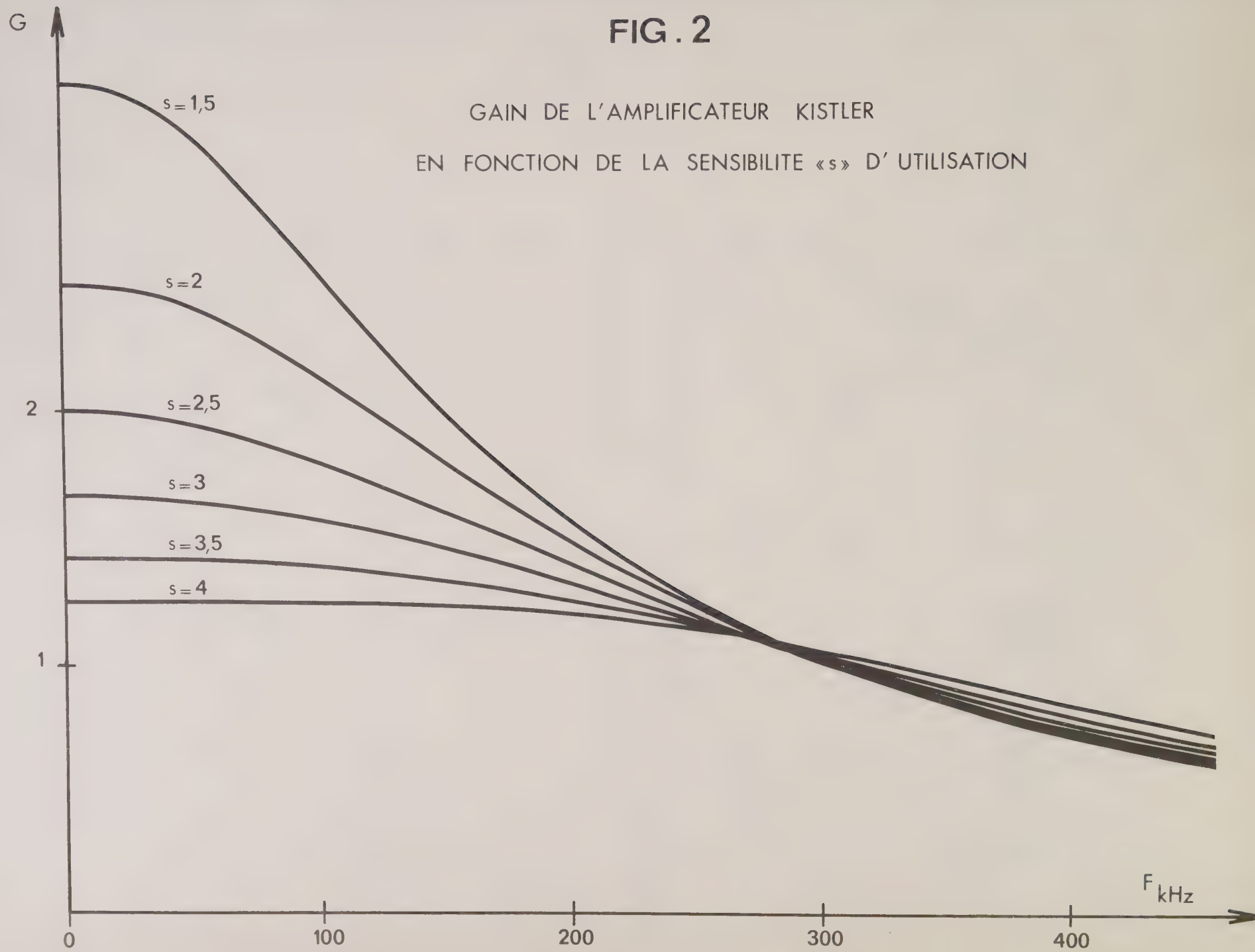
Le gain en tension de l'étage est alors, avec $V_e = V_{GS} + V_s$

$$G_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + \frac{r + R'}{g_m \, rR'}} \qquad (32)$$

FIG. 2

GAIN DE L'AMPLIFICATEUR KISTLER

EN FONCTION DE LA SENSIBILITE «s» D' UTILISATION



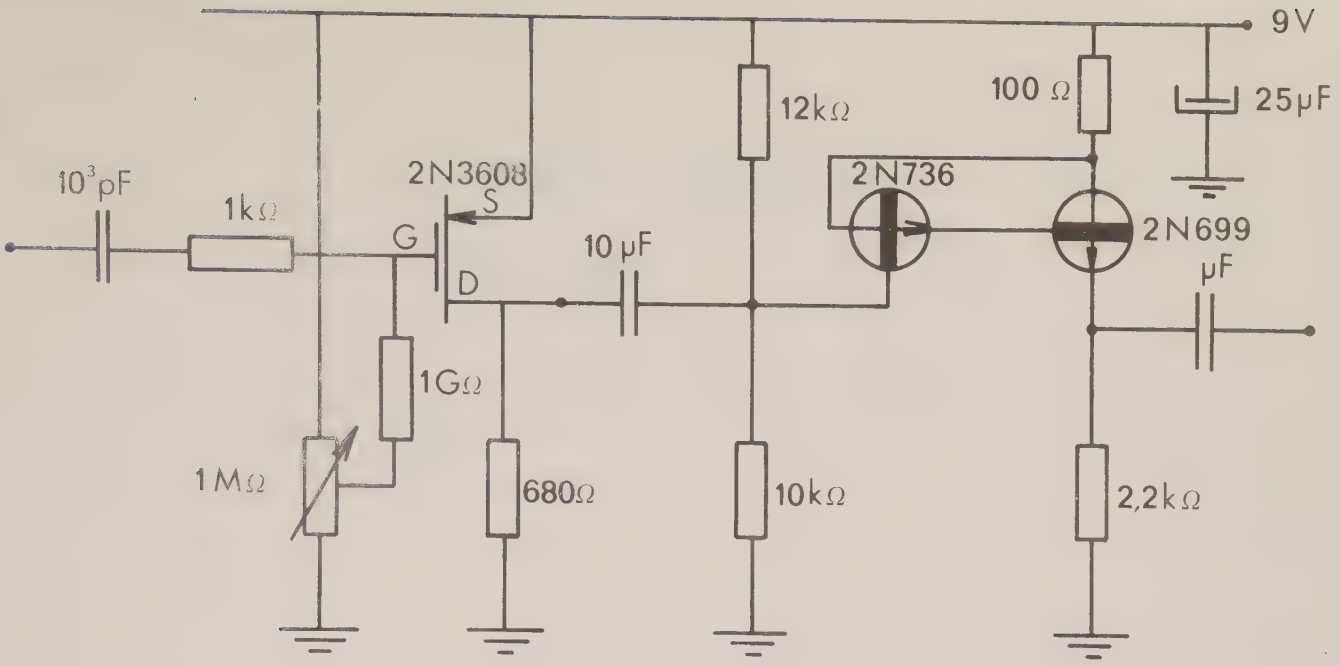


FIG 3a : AMPLIFICATEUR HAUTE IMPEDANCE

Montage source commune

FIG . 3

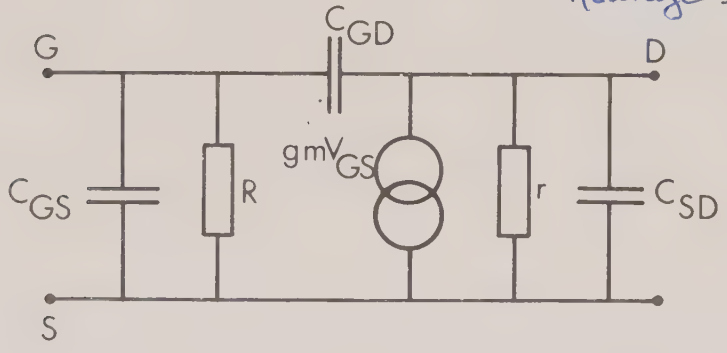


FIG 3b : SCHEMA EQUIVALENT AU TRANSISTOR 2N3608

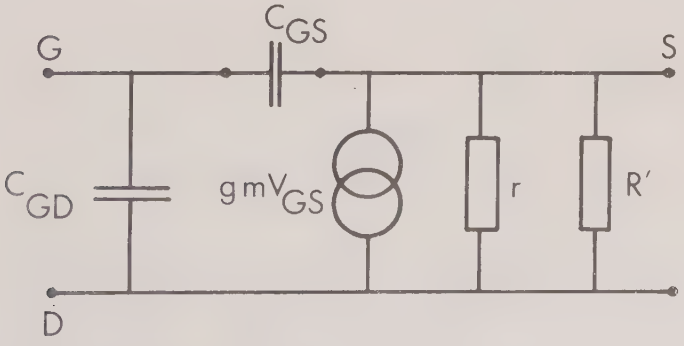


FIG 3c : SCHEMA EQUIVALENT AU PREMIER ETAGE DE L'AMPLIFICATEUR EN BASSE FREQUENCE

L'impédance de sortie s'écrit sous la forme :

$$Z_s = \frac{\rho}{1+gm\,\rho} \quad \text{avec} \quad \rho = \frac{r\,R'}{r+R'} \qquad (33)$$

Dans le cas du montage figure 3 (a) l'application numérique donne avec $R' = 1\ K\Omega$

$G = 1$

$Z_s \simeq 200\ \Omega$

Le gain de l'amplificateur, enregistré figure 4 est constant de quelques hertz à plus de 400 KHz.

Son impédance d'entrée a été mesurée au Q mètre à différente fréquences et nous avons ainsi obtenu la courbe figure 5.

L'impédance consiste en une capacité de 20 pF en parallèle sur une résistance variant avec la fréquence.

L'inconvénient principal d'un tel amplificateur est que sa tension de sortie varie suivant le câble utilisé pour relier le capteur à l'amplificateur. En effet, considérons le schéma équivalent au montage :

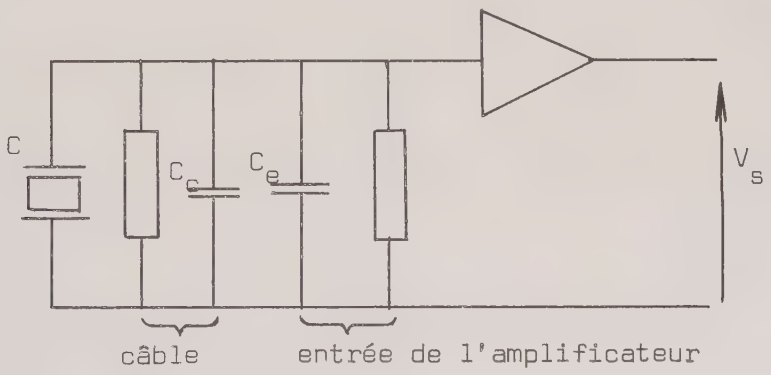
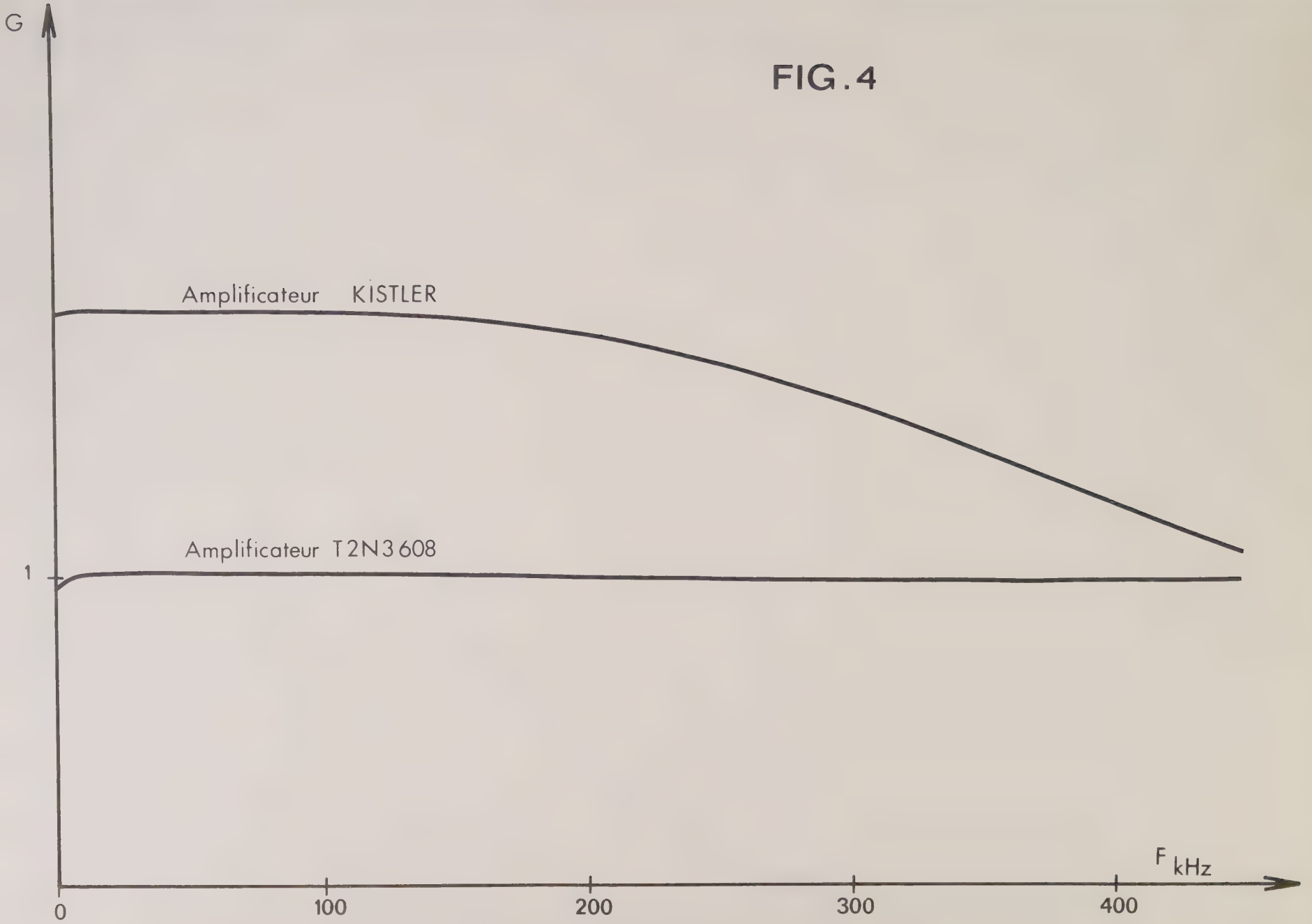
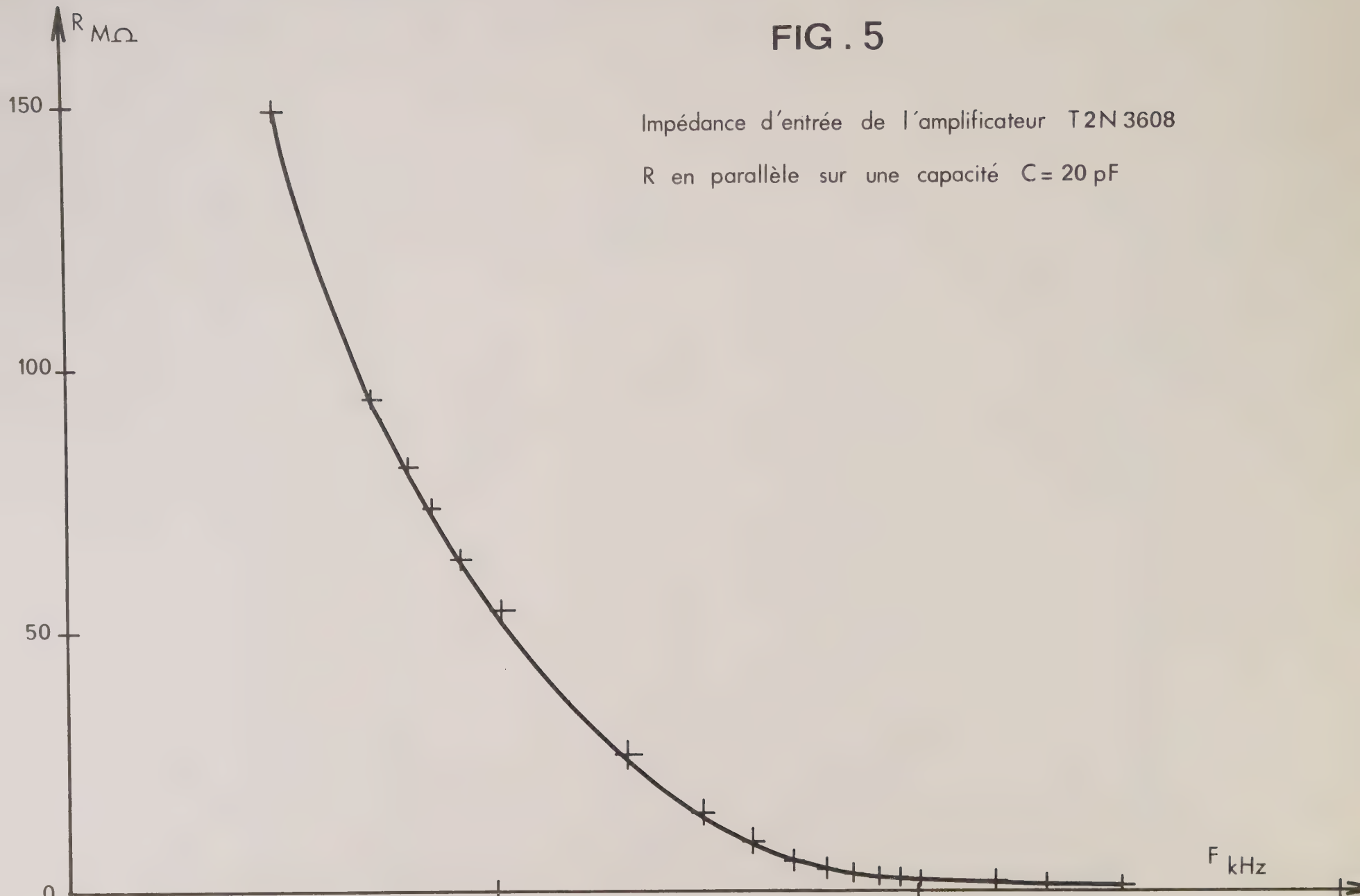


FIG.4



GAINS COMPARES DES DEUX AMPLIFICATEURS DE CHARGE

FIG . 5



Impédance d'entrée de l'amplificateur T2N3608

R en parallèle sur une capacité C = 20 pF

Soit q la charge du capteur et C sa capacité.

$$V_e = \frac{q}{C + C_c + C_e} \qquad (34)$$

d'où une tension de sortie :

$$V_s = \frac{G\ q}{C + C_c + C_e} \qquad (35)$$

Nous constatons que la tension de sortie (formule 35) varie suivant la valeur de la capacité d'entrée de l'amplificateur et suivant celle du câble de liaison. Il en résulte donc une perte de sensibilité (due à la présence de C_c et C_e) et une impossibilité d'étalonner la sortie de l'amplificateur puisqu'elle est différente suivant le capteur et le câble employés.

Dans le cas de nos manipulations, nous utilisons l'amplificateur sans câble de liaison directement à la sortie du capteur (suppression de l'influence du câble). Sa linéarité nous permet d'effectuer des enregistrements directs.

C/ Réalisation de l'appareil

Le principe énoncé au début du chapitre nous impose, en vue de la réalisation de l'appareil, des caractéristiques permettant d'obtenir les propriétés suivantes :

1) parallélisme des faces capteur-électrode

2) états de surface géométrique et microscopique les meilleurs possibles afin d'obtenir un entrefer très faible

3) déplacement de l'électrode parallèlement à elle-même de façon telle que le parallélisme capteur-électrode soit maintenu dans un déplacement de l'électrode

4) électrode isolée du corps qui doit être relié à la masse pour réduire les capacités parasites

5) possibilité d'un déplacement fin de l'électrode

Le schéma de principe de la réalisation est donné par les figures $6_{1\ 2\ 3}$.

L'ensemble se décompose en trois parties :

- le corps
- l'électrode
- le support d'électrode

Le support d'électrode -figure 6_1- est destiné à recevoir l'électrode en lui assurant positionnement et déplacement par rapport au capteur. Il est réalisé en laiton recuit (recuit de stabilisation après ébauche). L'alésage recevant l'électrode est rodé, l'électrode elle même étant rectifiée de façon à obtenir un ajustement très légèrement glissant.

Le mouvement de l'électrode est réduit à une translation à l'aide d'un doigt d'immobilisation en rotation par rapport à la fourchette de commande. Ceci permet, à condition que les plans (a) et (b) soient parallèles, de ne pas demander une très grande précision à la perpendicularité de l'axe de l'électrode par rapport à la face d'appui (b). Le parallélisme des plans (a) et (b) est réalisé par un rodage plan en une seule opération, de l'électrode et de son support. Dans ces conditions les plans (a) et (b) restent parallèles pour toute translation de l'électrode.

Le mouvement de cette électrode est obtenu au moyen d'un "levier fourchette" de rapport 10, actionné par une vis au pas de 0,5 mm.

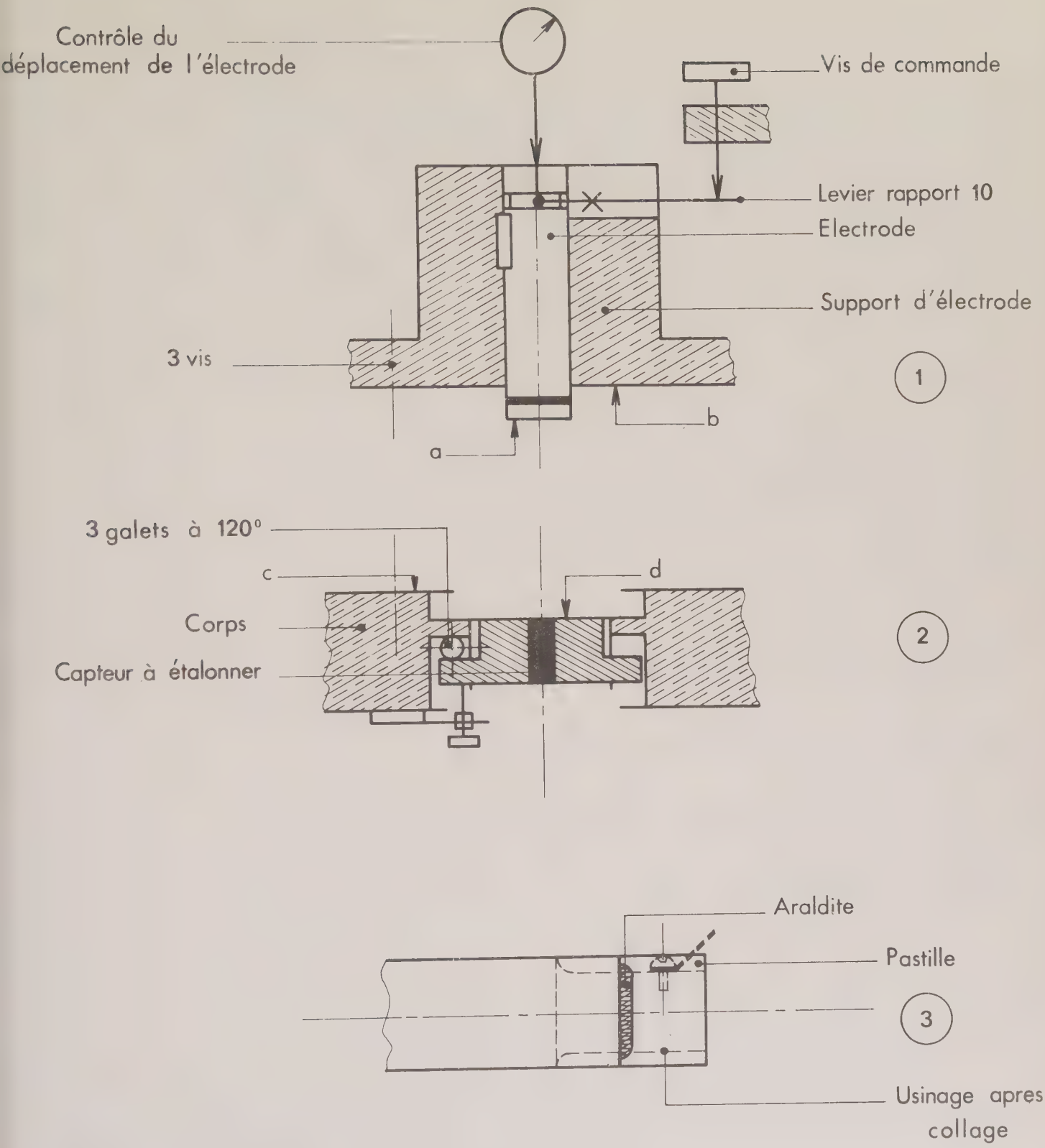

Contrôle du déplacement de l'électrode
Vis de commande
Levier rapport 10
Electrode
Support d'électrode
3 vis
1
b
a
3 galets à 120°
c
d
Corps
Capteur à étalonner
2
Araldite
Pastille
3
Usinage apres collage

FIG . 6

Ceci permet un réglage fin de la position de l'électrode puisque un tour de la vis de commande entraîne un déplacement de 0,05 mm de cette dernière. Sa position et son déplacement sont contrôlés à l'aide d'un comparateur électronique Tesa (sensibilité $\pm$ 3 µ sur une échelle de 15 cm). Il est donc facile d'apprécier avec cet appareillage un déplacement d'une fraction de micron. La position de l'électrode est maintenue par un ressort assurant le contact de la fourchette sur la vis de commande.

L'électrode dont nous venons de définir les caractéristiques doit être portée à un potentiel V, son support demeurant à la masse. Après différents essais effectués en utilisant des isolants solides, nous avons rapporté à son extrémité une pastille métallique fixée et isolée par un film de colle araldite. L'opération est réalisée en deux temps : (figure 6_3).

- collage de la pastille définie sur le schéma, la couronne de métal restante assurant une épaisseur constante à la couche isolante
- usinage de l'extrémité de façon à isoler la pastille.

Des essais ont permis de constater l'avantage de cette solution quant à la tenue mécanique et à la stabilité dimensionnelle dans le temps (contrairement à de nombreux isolants dont les dimensions varient en fonction du degré hygrométrique de l'air).

D'autre part, le fait de porter à la haute tension seule une petite partie de l'électrode permet de diminuer la capacité parasite.

Ce sous-ensemble comprenant l'électrode et son support doit être fixé sur un corps qui assurera le positionnement du capteur par rapport à l'électrode (figure $6_{1 \text{ et } 2}$).

Nous devons obtenir après montage le parallélisme des plans (a) et (d). Les plans (b) et (c) étant confondus et supposés parfaits, il faut donc assurer le parallélisme des plans (c) et (d). Pour cela, le plan (d) -support de capteur- est mobile. Il prend appui sur trois supports élastiques, déformables par trois vis agissant par l'intermédiaire de lames élastiques.

Le contrôle du réglage du plan (c) par rapport au plan (b) s'effectue à l'aide du comparateur Tesa, dont la touche est solidaire d'un plan rodé prenant appui sur (b).

Les formes de l'appareil sont définies sur le plan d'ensemble figure 7. La photo 8 représente l'appareil réalisé.

L'usinage de finition de cet ensemble nécessite de nombreuses opérations de rodage plan. Elles ont été réalisées sur machine Lapmaster avec un abrasif de grain 600. Des enregistrements au rugosimètre montrent un bon état de surface et permettent d'assurer un défaut de parallélisme des plans inférieurs au 1/2 micron sur un diamètre de contrôle de 50 mm (figure 9).

D/ Possibilités offertes par l'appareil

L'appareil ainsi réalisé nous offre deux possibilités de mesures que nous allons définir ci-dessous.

D/ 1- Excitation directe du capteur - figure 10

C'est l'excitation par pression électrostatique définie précédemment. L'électrode est portée à un potentiel V = 260 Volts. La tension v qui s'y superpose provient d'un générateur BF. Le capteur

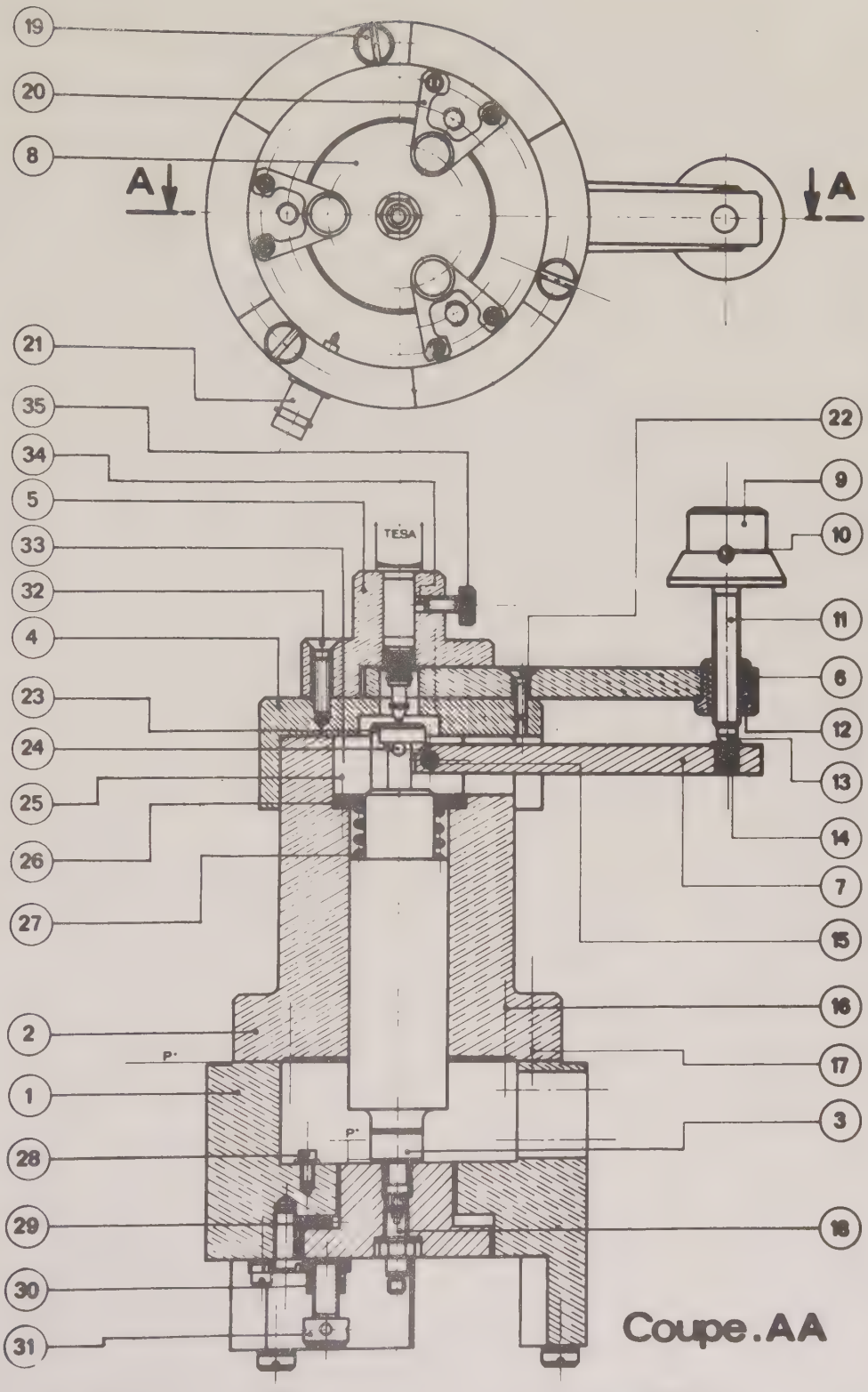


FIG . 7

P· PLAN RODE PIN

Repère	Nbre	Désignation	Matière	Observations
35	1	Bouton de serrage	ADX	
34	1	Pastille	UZ 15	
33	4	Vis F 90 4.20/15		
32	4	Vis F 90 5.10/15		
31	3	Vis de réglage	ADX	
30	3	Bague filetée	UZ 15	
29	3	Rouleau élastique ou ressort		
28	1	Vis de masse		
27	1	Ressort	Corde à piano	
26	1	Bague d'arrêt	Nylon	
25	3	Vis F 90 2.10.10	UZ 15	
24	1	Goupille cylindrique Ø 3	ADX	
23	1	Clavette guide	UZ 15	
22	3	Vis F 90 4.10/10	UZ 15	
21	2	Borne BNC		
20	3	Lame élastique et réglage	45 SC 7	Trempé revenu
19	3	Pied réglable	UZ 15	
18	1	Ensemble capteur + adaptateur		
17	3	Vis CBL 5.20/15	UZ 15	
16	2	Pieds de centrage	ADX	à 180°
15	1	AXe	XC 80	traité
14	1	Touche de contact	XC 80	traité
13	1	Bille		
12	1	Bague filetée	UZ 15	
11	1	Vis de réglage	ADX	pas 0,5 mm
10	1	Goupille	ADX	
9	1	Bouton de réglage	Nylon	
8	1	Support de capteur	XC 80	traité rodé
7	1	Fourchette de commande	ADX	
6	1	Support	UZ 15	
5	1	Support de touche Tesa	UZ 15	
4	1	Couvercle	UZ 15	
3	1	Electrode	XC 80	traité rectifié
2	1	Corps supérieur	UZ 15	recuit de stabilisat
1	1	Corps inférieur	UZ 15	recuit de stabilisat

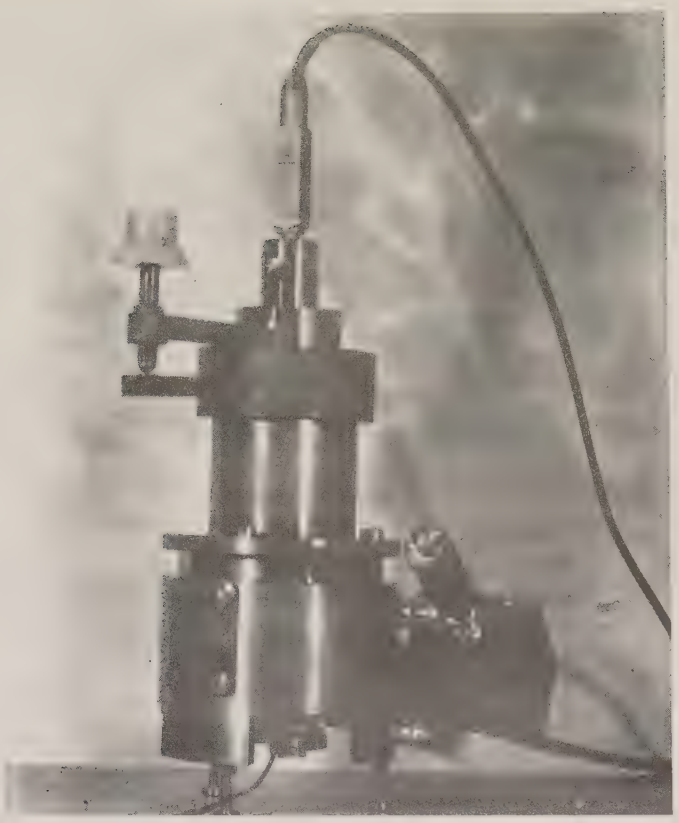


FIG . 8

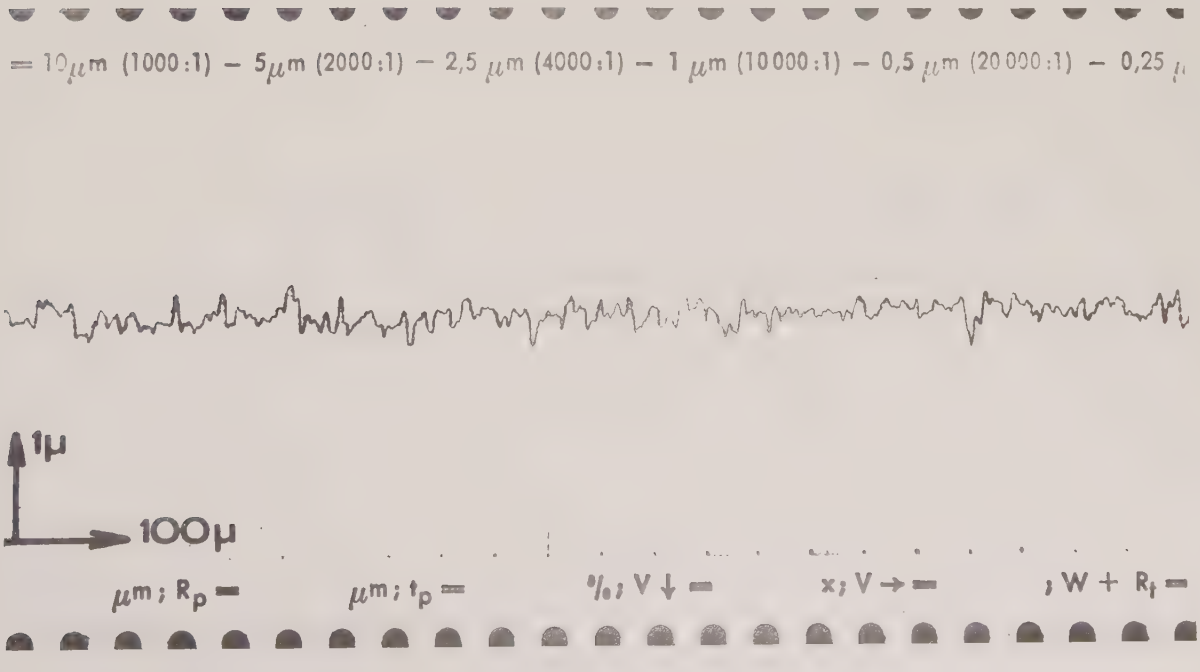
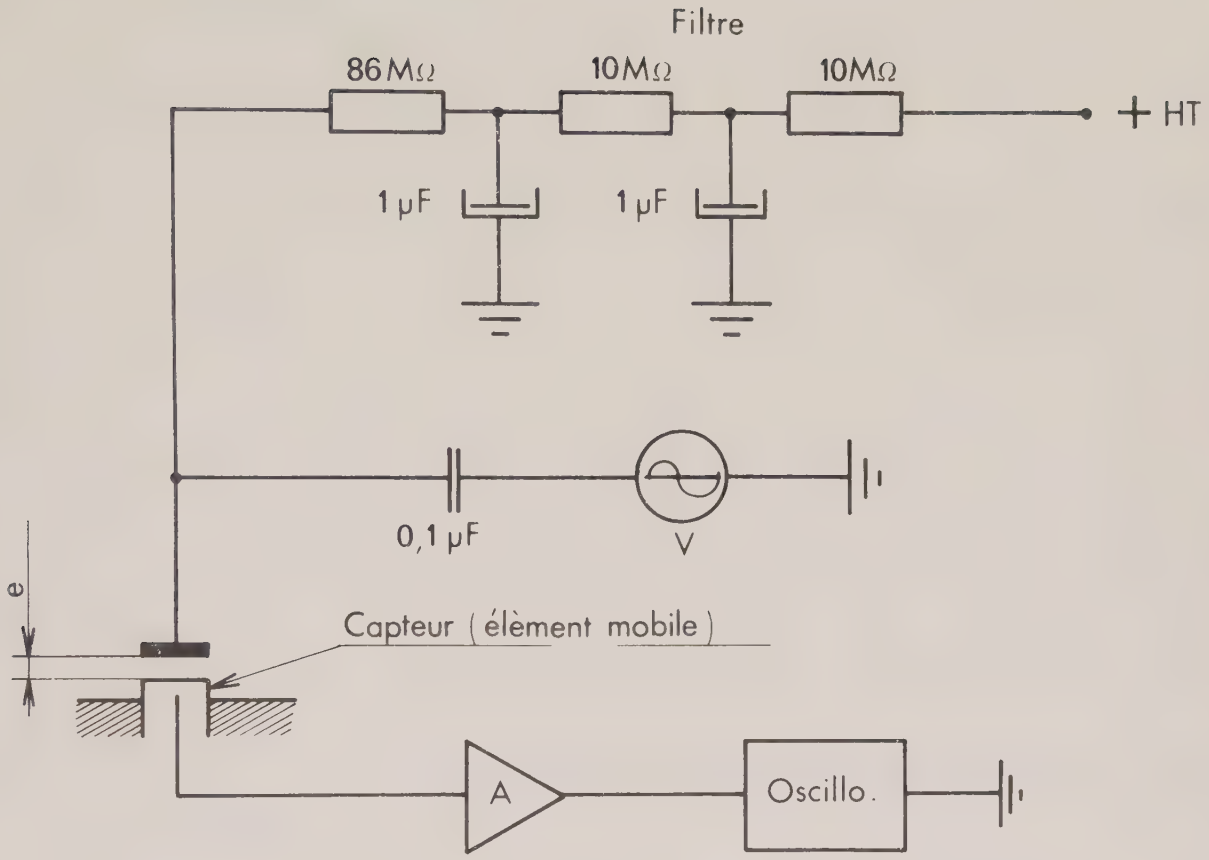

= 10 μm (1000 : 1) – 5 μm (2000 : 1) – 2,5 μm (4000 : 1) – 1 μm (10 000 : 1) – 0,5 μm (20 000 : 1) – 0,25 μ
1μ
100μ
μm ; Rp =
μm ; tp =
% ; V ↓ =
x ; V → =
; W + Rt =

FIG . 9



PRINCIPE DE L'EXCITATION DU CAPTEUR PAR PRESSIONS ELECTROSTATIQUES

FIG . 10

Kistler 603 A que nous utilisons possède une sensibilité de 4,4 picocoulombs par atmosphère (pcb/atm). La charge correspondant à une pression moyenne appliquée de 10^4 P ≃ 10^{-1} atm est :

$$q = 0{,}44 \text{ pcb}$$

Pour exploiter cette réponse, nous utilisons l'amplificateur à transistors défini précédemment. La tension délivrée est donnée par l'expression (35) où CT représente la capacité totale capteur + entrée de l'amplificateur.

$$V_s = \frac{q}{CT} = \frac{0{,}44 \ 10^{-12}}{45.10^{-12}} = 0{,}01 \text{ Volt}$$

V_s = 10 mV tension qu'il est facile d'enregistrer avec les appareils dont nous disposons.

D/2 - Excitation réciprogue - figure 11

Considérons le capteur auquel est appliquée une tension alternative v.

D'après les équations (14) relatives aux coupes X, il résulte un mouvement alternatif de la face du quartz, donc de la membrane. Le mouvement de cette membrane, qui constitue l'une des électrodes d'un condensateur à air, entraine une variation de la capacité capteur-électrode.

Cherchons la relation existant entre le mouvement de l'électrode et la tension alternative qui résulte de la variation de capacité.

Le schéma équivalent est donné par la figure 12.

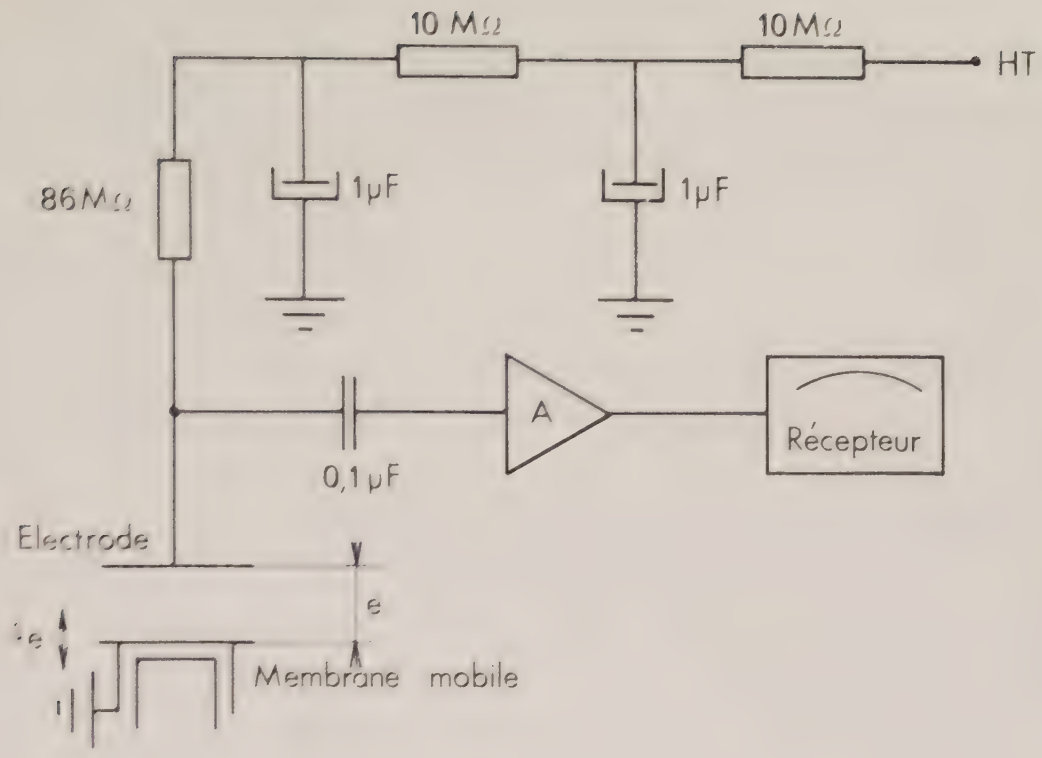

10 MΩ
10 MΩ
HT
86 MΩ
1 µF
1 µF
A
Récepteur
0,1 µF
Electrode
e
Membrane mobile

FIG. 11

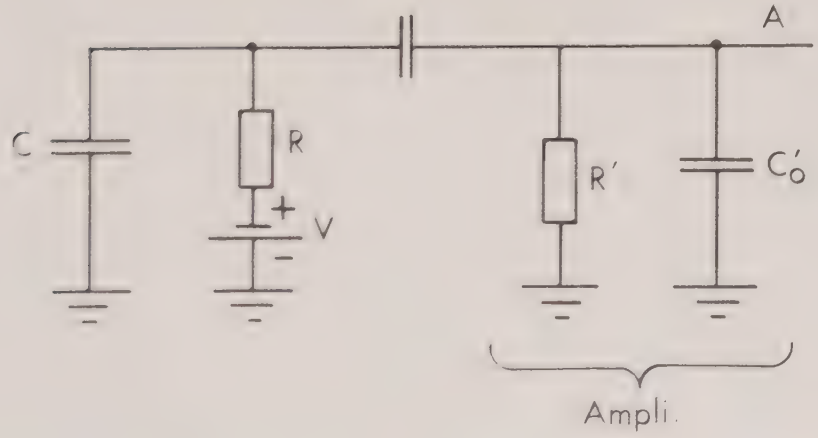

A
C
R
R'
C'o
V
Ampli.

FIG. 12

Dans cette figure, R' et C'_o représentent l'impédance d'entrée de l'amplificateur, R la résistance en série avec la source de tension continue, et C la capacité inter-électrode à un instant donné.

Posons :

$$C = C_o + C_1 \sin \omega t \qquad (36)$$

$C_1 \sin \omega t$ représente la capacité variable due au déplacement de la membrane par rapport à sa position d'équilibre.

Considérons C chargée sous la tension E par l'intermédiaire d'un filtre dont la constante de temps est très grande.

$$Q = (C_o + C_1 \sin \omega t)\, V \qquad (37)$$

$$\frac{dQ}{dt} = C_1 \omega \cos \omega t \quad V \qquad (38)$$

On peut, du point de vue alternatif, envisager un générateur de courant en parallèle sur C_1 , C_o , C'_o et R , R' étant négligé car très grand devant les impédances mises en jeu. L'amplitude de la tension en A (figure 12) sera donc :

$$V_A \text{ maxi} = C_1 \omega V \cdot \times \frac{R}{\{1+\omega^2 R^2 (C_1 \sin\omega t + C_o + C'_o)^2\}^{1/2}} \qquad (39)$$

$$= \frac{C_1 V}{C_o + C'_o} \times \frac{R}{\{R^2 + \frac{1}{\omega^2 (C_o + C'_o)^2}\}^{1/2}} \qquad (40$$

en négligeant C_1 devant $C_o + C'_o$.

Dans le cas de notre appareil, nous avons $C_o \simeq 100$ pF. La capacité d'entrée des amplificateurs est de l'ordre de 20 pF. On peut donc négliger C'_o devant C_o.

D'autre part pour f> 1 kHz $\quad R > \dfrac{1}{\omega (C_o + C'_o)}$

d'où il vient :

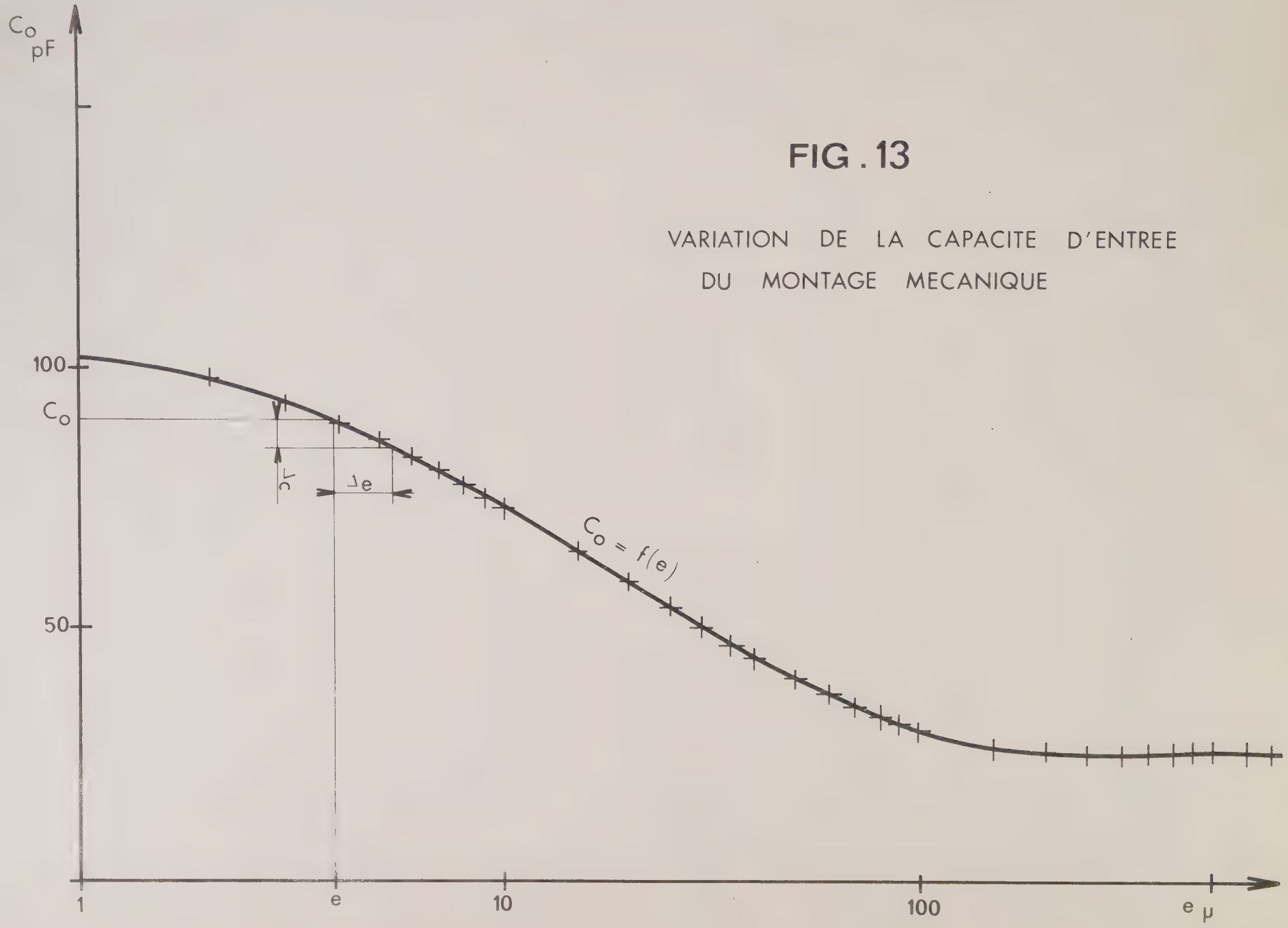
$$V_A \text{ maxi} = V \frac{C_1}{C_o} \qquad (41)$$

Pour poursuivre le calcul, il est nécessaire de connaître la variation de la partie capacitive C_o de l'impédance d'entrée du montage mécanique en fonction de l'entrefer. Cette impédance a été mesurée au Q mètre pour différentes fréquences (voir figure 13). Les courbes étant superposables, on peut considérer que la variation de C_o en fonction de l'entrefer e est fixée pour f variant de quelques hertz à 300 KHz. La forme de cette courbe s'explique pour les grandes valeurs de e par la présence d'une capacité parasite qui noie la variation de C_o ; pour les petites valeurs de e ($e < 5\mu$) elle présente une zone de variation très faible. On peut attribuer ce phénomène à la transformation de la capacité plane, l'amplitude du défaut microscopique devenant du même ordre de grandeur que l'entrefer. D'autre part, le champ électrique est très intense et il apparait alors une modification des propriétés du diélectrique qui se caractérise par une variation de la permittivité. Ces raisons permettent de concevoir que l'ensemble capteur électrode ne se comporte plus comme un condensateur plan parfait.

On peut déterminer, à partir de la courbe $C_o = f(e)$ pour un entrefer connu e, la valeur de ΔC correspondant à une variation d'entrefer Δe donc la valeur C_1 correspondant pour cet entrefer à une variation de δe (voir figure 13).

FIG . 13

VARIATION DE LA CAPACITE D'ENTREE
DU MONTAGE MECANIQUE



Supposons connue l'amplitude δe de la membrane.

$$C_1 = \frac{\Delta C \times \delta e}{\Delta e} \qquad (42)$$

l'expression (4) peut donc s'écrire :

$$V_A \text{ eff} = \frac{V}{\sqrt{2}} \frac{\Delta C \cdot \delta e}{C_o \cdot \Delta e} \text{ pour un entrefer e connu.}$$

Cette formule permet d'apprécier la sensibilité de l'appareil. En supposant le capteur excité par une tension de 60 V crête à crête, l'amplitude de la vibration sera :

$$\Delta e < d_{11} U$$

En effet, dans le cas du capteur, l'amplitude de vibration de la membrane est différente de celle du cristal de quartz auquel on applique la même tension. Ceci est dû à l'emballage métallique (chambre à quartz, membrane) qui perturbe le phénomène.

On a donc :

$$\Delta e < 2{,}2 \cdot 10^{-12} \cdot 30 = 0{,}6 \cdot 10^{-10} = 0{,}6 \text{ Å}$$

Sur le graphe figure 13, choisissons :

$$e = 2\ \mu \qquad \Delta e = 1\mu \rightarrow \Delta C = 4 \text{ pF}$$

Pour $\delta e = 0{,}6$ Å

$$C_1 = \frac{4.10^{-12} \times 0{,}6.10^{-10}}{10^{-6}}$$

d'où :

$$V_A < \frac{260}{\sqrt{2}} \frac{C_1}{100.10^{-12}} = 4{,}4.10^{-4} \text{ V} \Longrightarrow 0{,}44 \text{ mV}$$

Cette tension est très facilement mesurable. En tenant compte du fait que l'on peut détecter une tension de quelques microvolts, nous pouvons connaitre l'ordre de grandeur de l'amplitude de vibrations

détectables : la figure 14 qui représente les bruits comparés des amplificateurs de charge impose une tension minimum supérieure à 20 µV. Considérons :

$$V_A = 30\ \mu V$$

$$E = 260\ V$$

$$e = 1\mu$$

d'où :

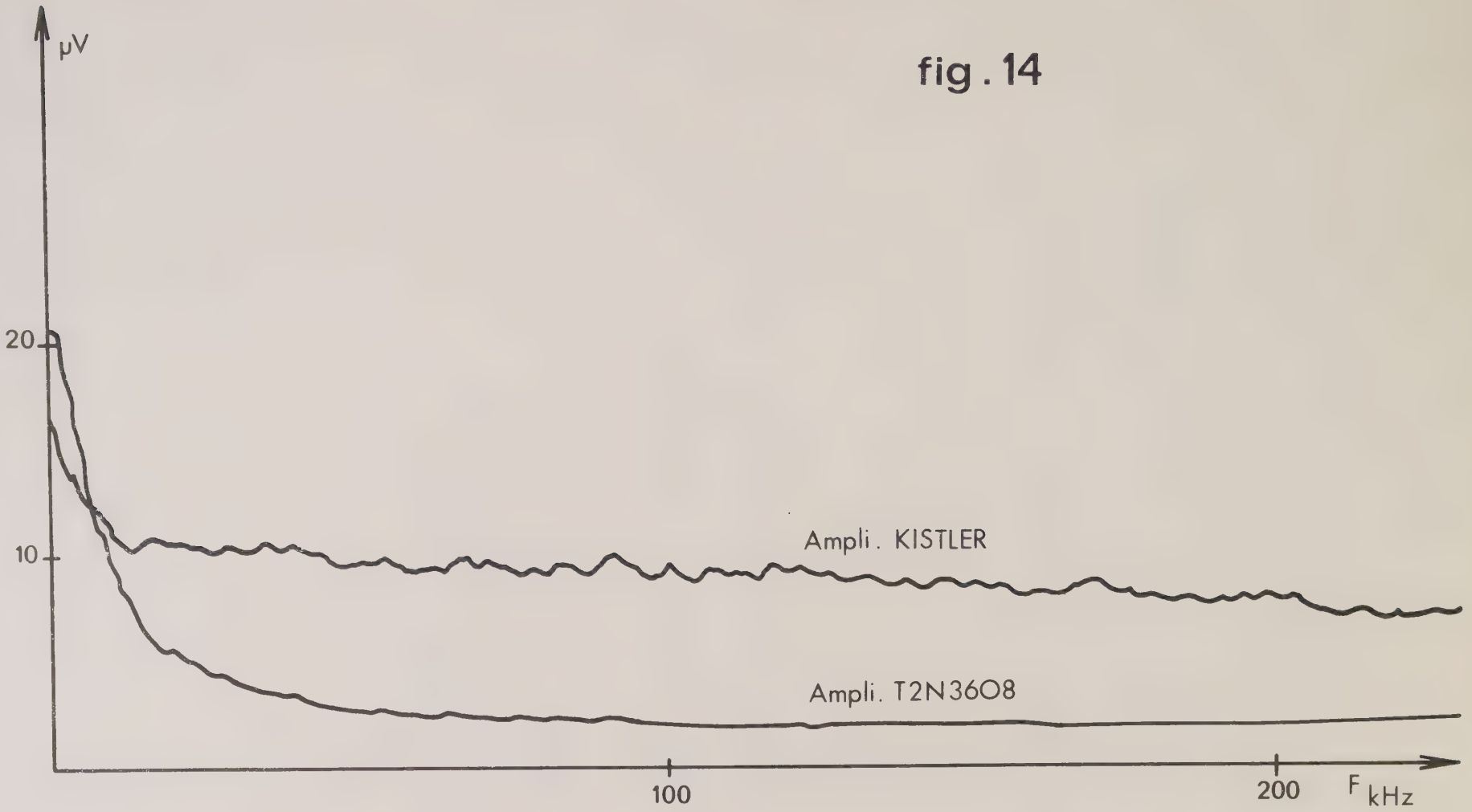
$$\delta e_{mini} = \frac{V_A\ \sqrt{2}\ C_o\ \Delta e}{E\quad \Delta C}$$

$$= 4/100\ \mathring{A}$$

Cette valeur de δe représente une limite d'amplitude détectable. Mais elle permet de chiffrer la sensibilité de l'appareil et d'envisager l'application du principe à la mesure d'amplitudes de vibrations de certains phénomènes physiques (piézoélectricité, électrostriction, magnétostriction,etc ...).

Il est possible de compléter ces mesures en utilisant comme élément vibrant un quartz nu. L'amplitude de vibrations d'un tel élément étant connue, il est ainsi possible d'étalonner l'appareil quant à l'amplitude de vibrations correspondant à une certaine tension de sortie.

fig . 14



Comparaison des niveaux de bruit à la sortie des deux amplificateurs

(niveaux identiques dans le cas de l'entrée en l'air ou à la masse)

- CHAPITRE IV -

ETALONNAGE AUTOMATIQUE DU CAPTEUR KISTLER 603 A

SOMMAIRE

A/ Etalonnage en excitation directe page . 47

B/ Etalonnage en excitation réciproque page . 48

C/ Amélioration des mesures page . 49

1 - Utilisation pour la capacité inter-électrode d'un diélectrique à permittivité relative >1

2 - Augmentation de la tension appliquée à l'électrode de mesure

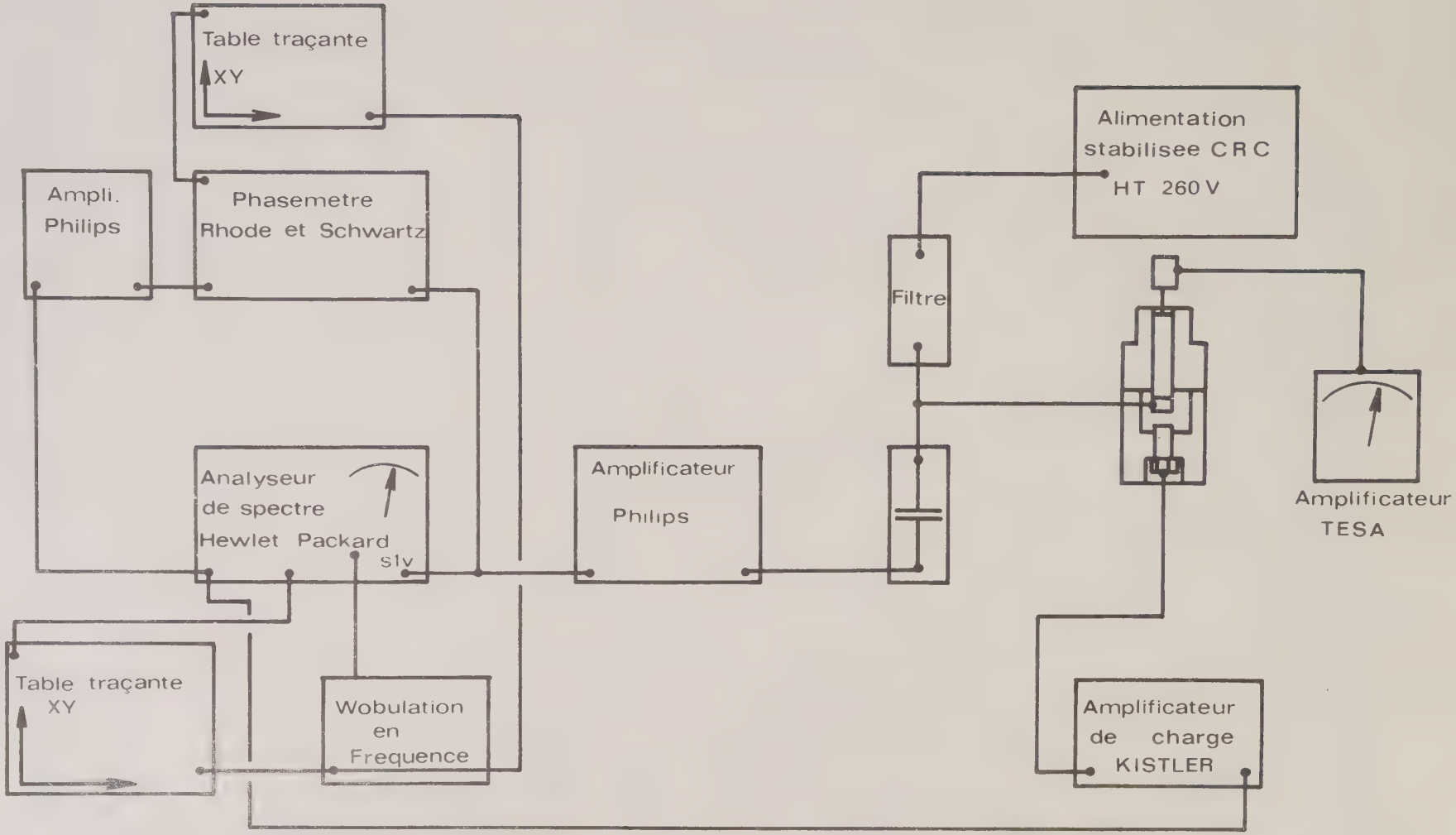
A/ Etalonnage en excitation directe

Cet étalonnage nous permet d'obtenir la courbe d'amplitude et la courbe de phase.

Le schéma de montage est représenté figure 15. L'électrode est portée par l'intermédiaire d'un filtre au potentiel V = 260 Volts. La tension alternative v est fournie par l'amplification d'un signal délivré par un analyseur de spectre. (Hewlett Packard type 310 A : la wobulation en fréquence de ce signal est couplée à celle d'analyse de l'appareil). On peut obtenir ainsi une tension d'environ 60 volts crête à crête. La détection est effectuée à la sortie de l'amplificateur de mesure par l'analyseur de spectre dont la sortie analogique est reliée à une table traçante. La wobulation en fréquence est réalisée mécaniquement en entrainant à vitesse constante la commande de sélection des fréquences.

La courbe représentant la phase en fonction de la fréquence est obtenue en comparant à l'aide d'un phasemètre la tension d'excitation issue de l'analyseur de spectre, à la tension délivrée par l'amplificateur de mesure, amplifiée. Nous avons vérifié la linéarité de cet amplificateur en amplitude et en phase.

L'enregistrement figure 16 représente la réponse du capteur en amplitude. Linéaire jusqu'à 60 KHz, elle laisse apparaître des pics de résonance, dont un très marqué à 155 KHz. En parcourant la gamme de fréquences supérieures à 155 KHz, on voit apparaître de nombreuses autres résonances (dues aux divers éléments du capteur).



Montage d'étalonnage en phase et en amplitude
dans le cas de l'excitation directe

fig . 15

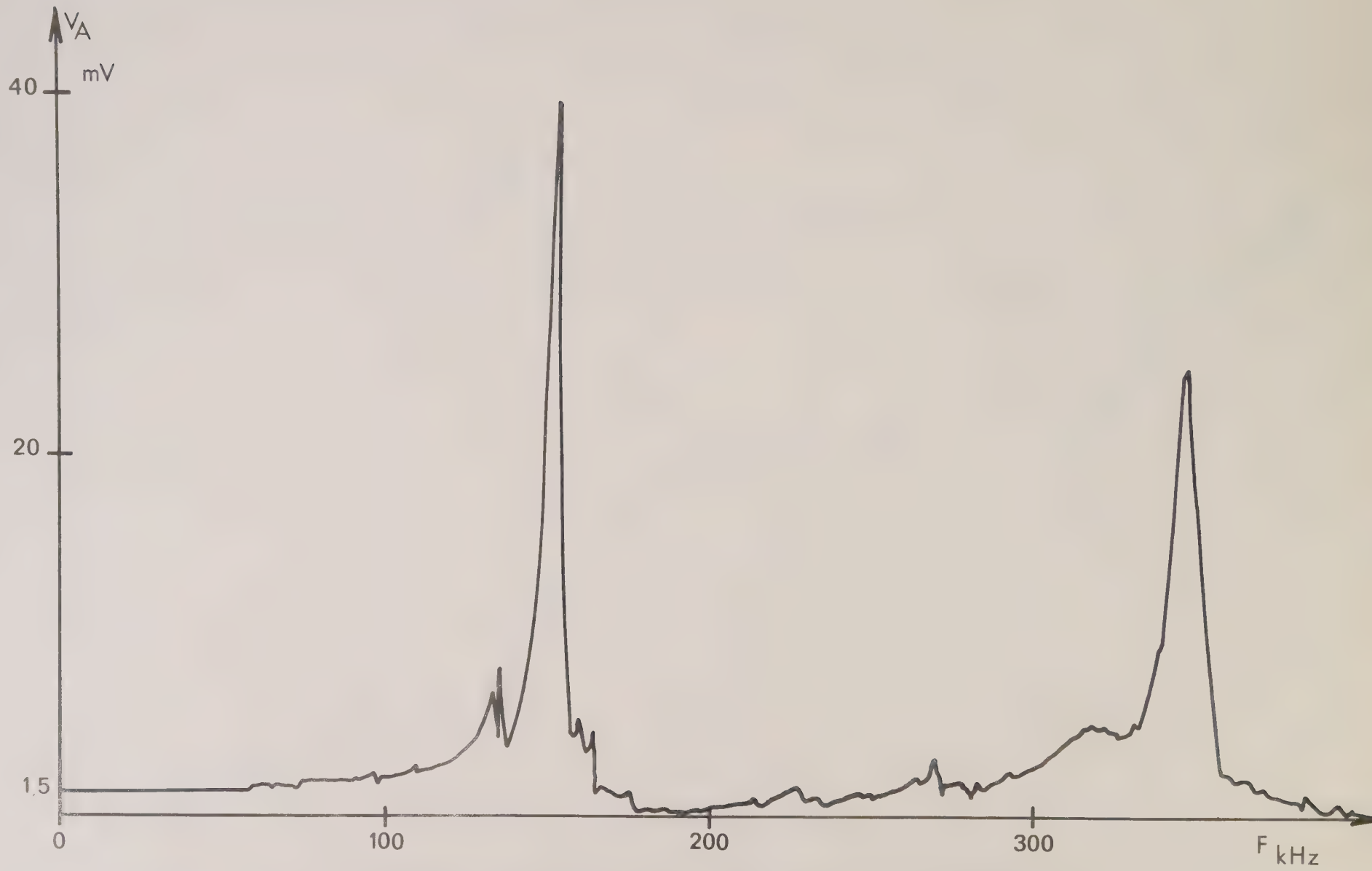


FIG . 16

REPONSE EN AMPLITUDE DU CAPTEUR KISTLER 603A
METHODE D'EXCITATION DIRECTE

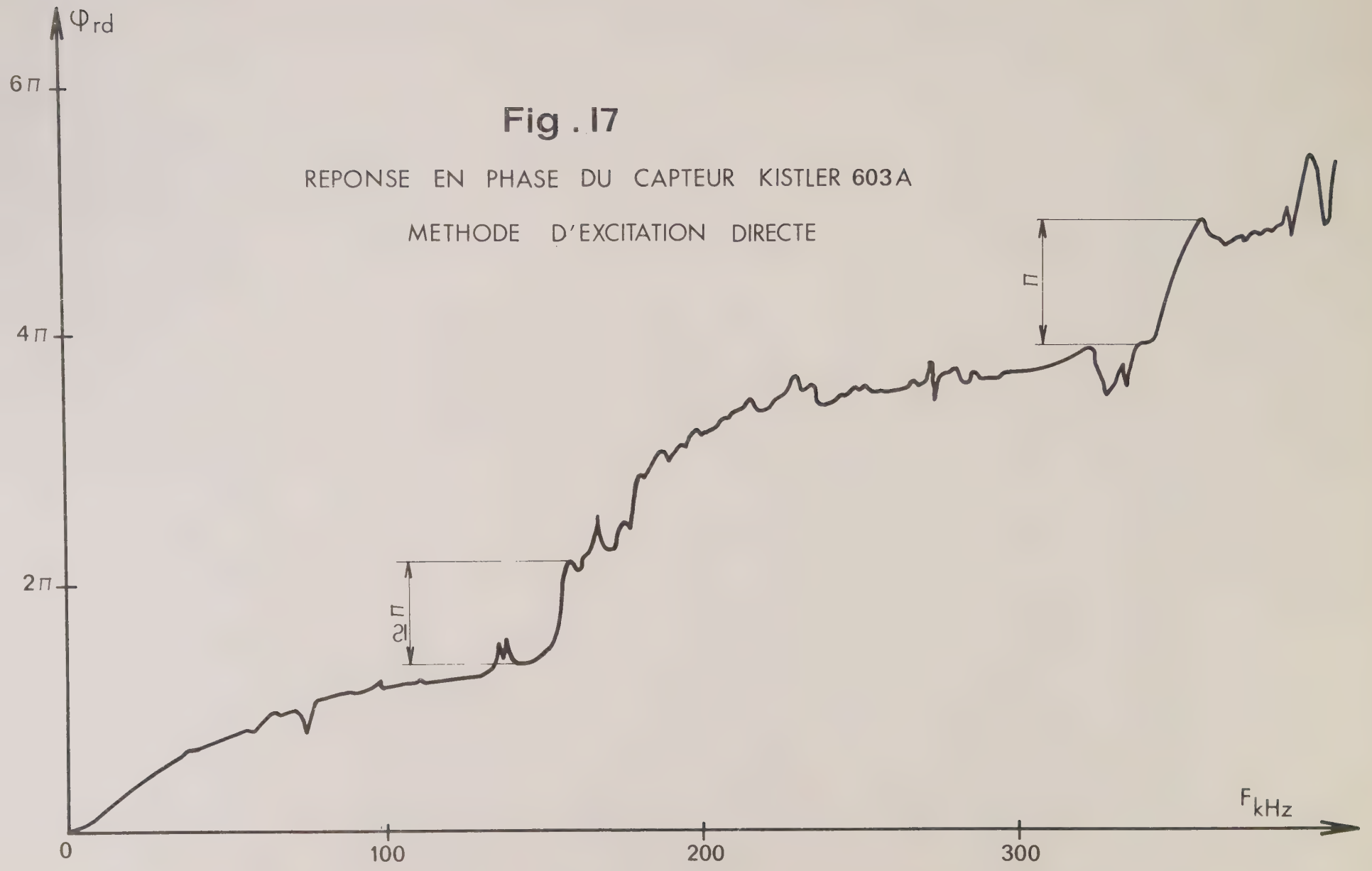


Fig . 17

REPONSE EN PHASE DU CAPTEUR KISTLER 603A

METHODE D'EXCITATION DIRECTE

La courbe 17 complète la réponse en amplitude. C'est la courbe de phase sur laquelle on note, au passage de la résonance à 155 KHz une rotation de phase de Π.

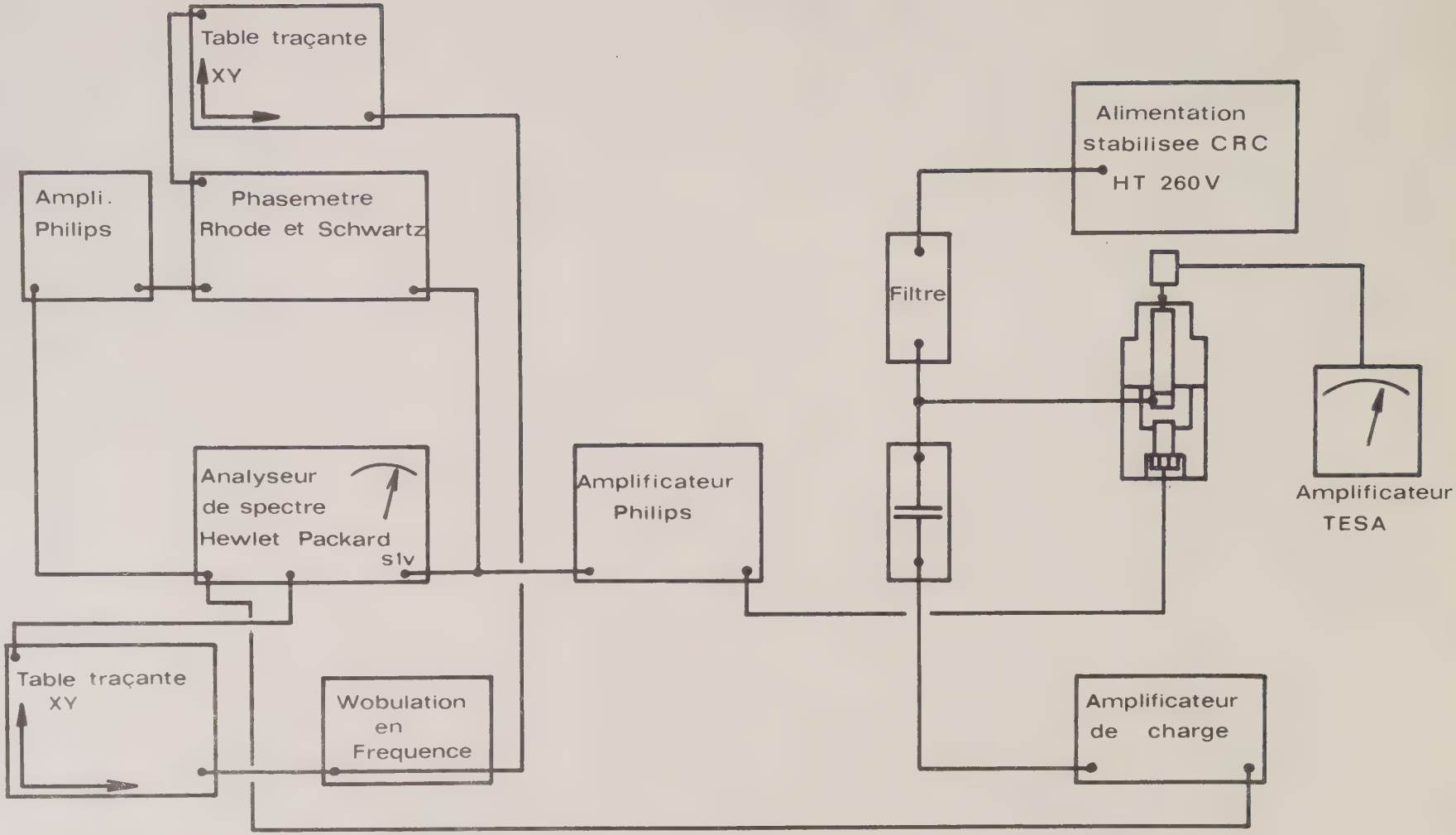
Ces enregistrements permettent de conclure sur l'utilisation de ce type de capteur (linéarité, position de la première résonance.. Ils complètent très utilement la seule courbe d'étalonnage statique fournie avec le capteur.

B/ Etalonnage en excitation réciproque

Cet étalonnage s'effectue suivant le schéma de la figure 18. Le capteur est soumis à une tension alternative v. Comme nous l'avons vu précédemment, le mouvement de la membrane se traduit par une variation de tension sur l'électrode, tension que l'on analyse par l'intermédiaire d'un amplificateur de charge (l'utilisation d'un tel amplificateur étant rendu indispensable à cause de la haute impédance de sortie du montage mécanique qui est constituée par la capacité sans fuite réalisée entre les électrodes).

L'enregistrement réalisé est semblable à celui obtenu en excitation directe. Les deux courbes se superposent avec une très bonne linéarité (cette superposition est facilement réalisable lors de l'enregistrement du fait de la sensibilité d'entrée de la table traçante variable d'une façon linéaire). Figures 16 et 19.

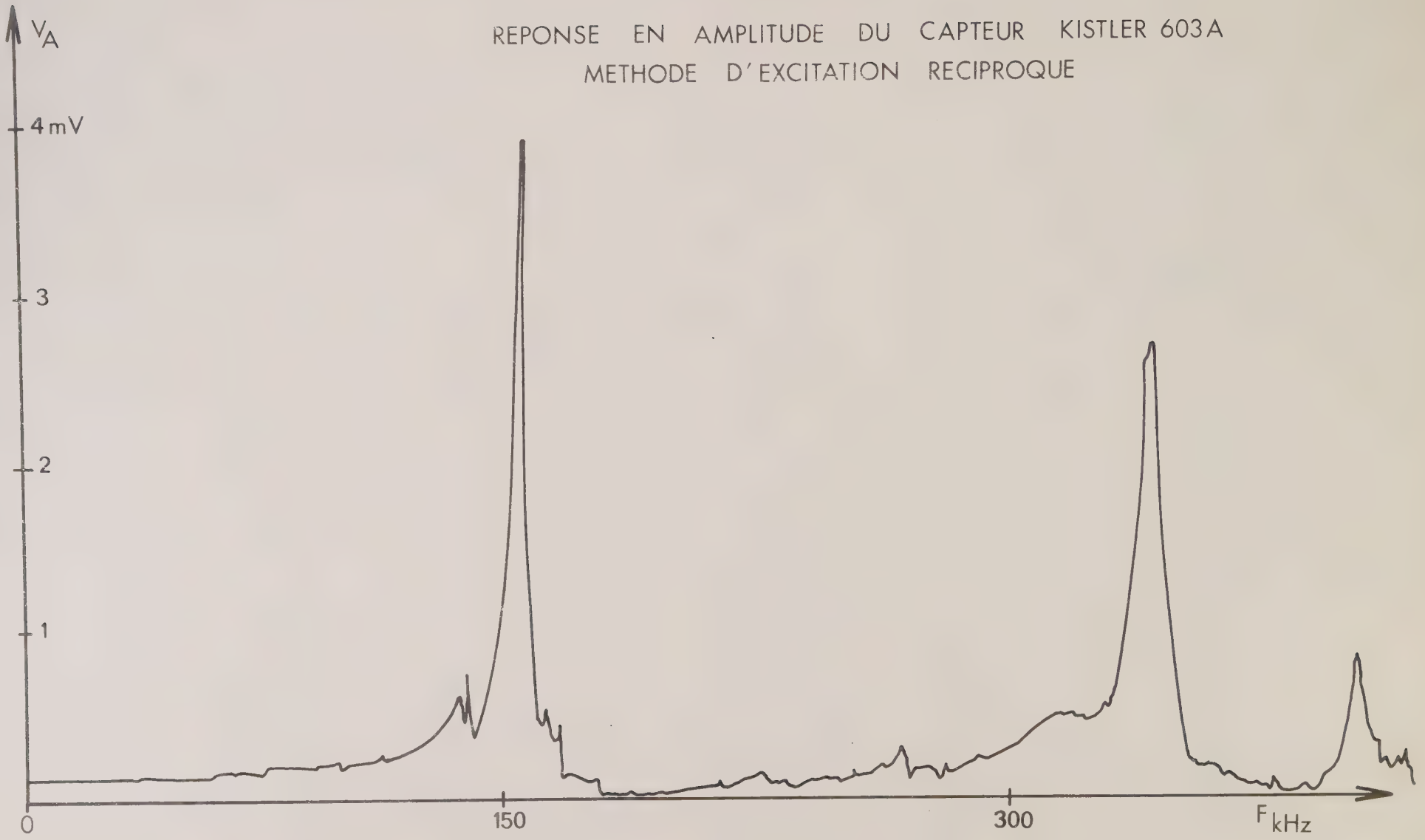
Cette méthode permet donc une vérification du procédé direct. En effet, elle est basée sur un principe indépendant de celui de l'excitation directe. La concordance des résultats est donc un élément de certitude quant à l'exactitude des résultats. Cette vérification des mesures est nécessaire dans le cas de tels enregistrements, où une étude théorique est impossible.



MONTAGE D'ETALONNAGE EN PHASE ET EN AMPLITUDE
DANS LE CAS DE L'EXCITATION RECIPROQUE

fig . 18

FIG . 19


REPONSE EN AMPLITUDE DU CAPTEUR KISTLER 603A
METHODE D'EXCITATION RECIPROQUE
V_A
4 mV
3
2
1
0
150
300
F kHz

Cette méthode concrétise d'autre part la possibilité d'emploi de l'appareil en détecteur de vibrations de faible amplitude (quelques 1/100 d'Å).

C/ Amélioration des mesures

Les manipulations précédentes sont limitées par le fait que nous travaillons dans l'air (limite imposée par la rigidité diélectrique de l'air).

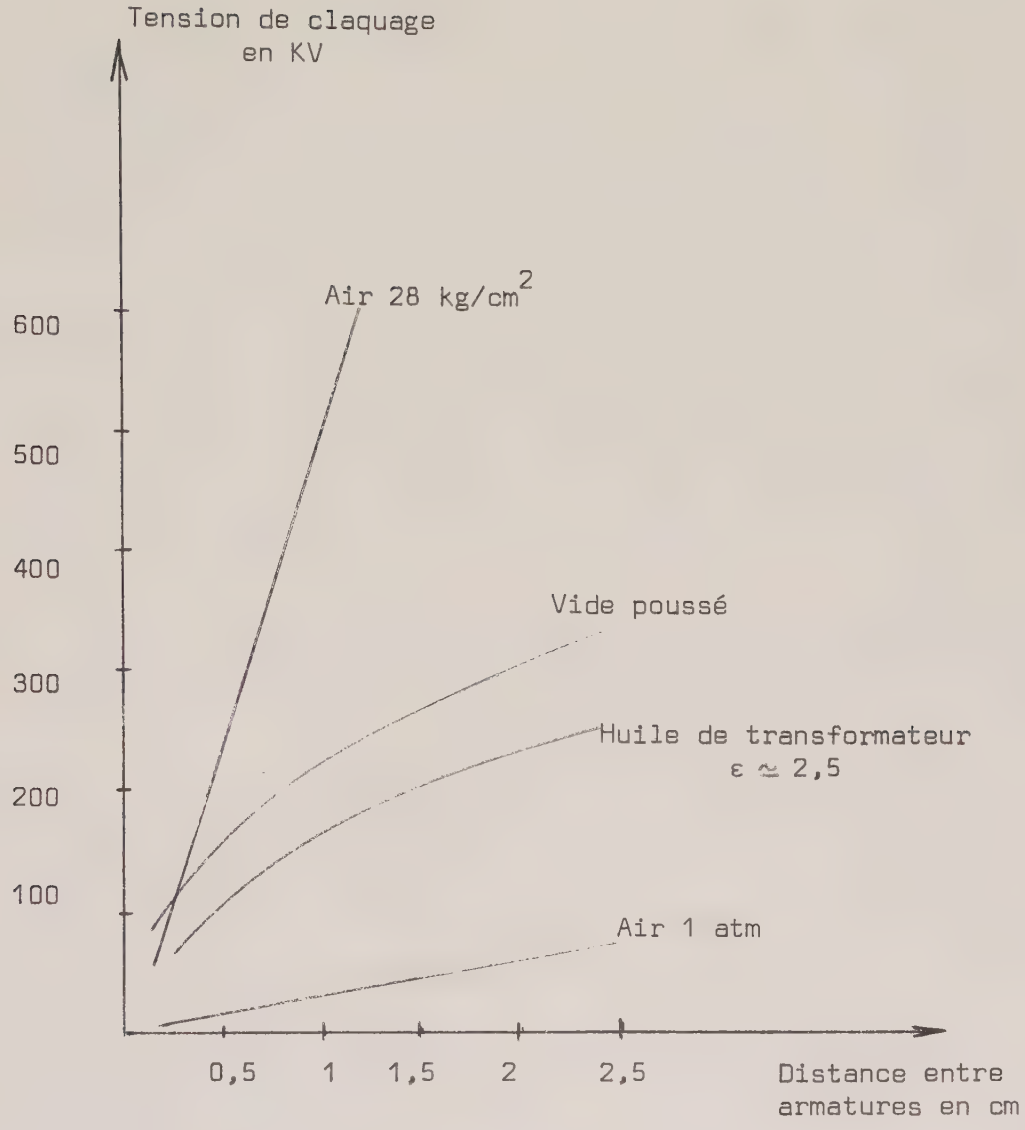
Or, il serait intéressant de pouvoir augmenter la pression expérimentale appliquée sur le capteur. Cela permettrait d'une part d'obtenir une courbe de réponse à pression plus élevée, d'autre part de pouvoir étalonner des capteurs peu sensibles aux basses pressions (augmentation de la gamme d'étalonnage).

Pour cela nous pouvons modifier deux paramètres apparaissant dans l'expression de la pression :

$$P = \frac{V^2 \varepsilon}{2e^2}$$

- la permittivité absolue du milieu compris entre les électrodes
- la tension appliquée sur l'électrode.

La figure de la page suivante représente la variation de rigidité diélectrique de quelques isolants. Nous constatons que dans le cas de l'huile de transformateur il parait possible de jouer sur les deux coefficients.



Rigidité diélectrique de quelques isolants dans un champ uniforme

C/1 - Utilisation pour la capacité de mesure d'un diélectrique autre que l'air

Nous avons pour cela utilisé différentes huiles de permittivités relatives variant entre 2 et 2,5 , dans lesquelles nous avons immergé la partie capteur-électrode du montage. Nous avons observé qu'il n'était pas possible d'améliorer le résultat, la décharge de claquage s'amorçant pour des tensions inférieures à celles obtenues dans le cas d'expériences dans l'air. Ce résultat conduit à mettre en cause la pureté de l'huile. En effet, des études ont montré que le claquage dans l'huile est dû à la présence de particules de plus grande conductibilité ou de pouvoir inducteur supérieur susceptibles de se déplacer sous l'influence de champs électriques. L'eau est une des impuretés les plus répandues et son effet n'est pas négligeable comme en témoignent les résultats suivants {6} :

- Huile contenant 0,02 % d'eau : rigidité diélectrique 310 KV/cm
- Huile contenant 0,5 % d'eau : rigidité diélectrique 170 KV/cm

Il aurait été possible de purifier l'huile si un autre phénomène n'était plus directement responsable de l'effet de claquage : dans le cas de diélectriques liquides type huile, il apparait, pour un entrefer inférieur à 10 µ, et pour une tension de quelques dizaines de volts un régime conducteur.

Ce phénomène explique donc nos déboires et nous a conduits à une autre solution.

C/2 - Augmentation de la tension

Cette solution est rendue possible en choisissant le vide comme diélectrique, ce qui permet d'augmenter la tension appliquée à l'électrode.

Le montage a été réalisé dans une enceinte à vide, solidaire d'un groupe de pompage primaire et secondaire. Le vide obtenu grâce à cet appareillage est de 10^{-6} Torr, ce qui permet d'appliquer entre les électrodes une tension bien supérieure à celle utilisée précédemment. Nous avons pour cela utilisé un générateur T.HT CRC 300 - 3000 Volts. Nous avons pu ainsi constater la proportionnalité tension de sortie - haute tension. La limite de THT applicable est d'environ 1300 volts (apparition du claquage), ce qui permet de multiplier par 6 la sensibilité de l'appareil.

- CHAPITRE V -

AMPLITUDE DE VIBRATION D'UN QUARTZ

SOMMAIRE

A/ Principe et mesures page . 54

B/ Problème de la métallisation des quartz page . 56

Amplitude de vibration d'un quartz

A/ Principe et mesures

La réalisation de cette manipulation nécessite le remplacement du capteur par une pastille de quartz coupe X. Une des faces, métallisée, solidaire du corps de l'appareil, mais isolée électriquement, sert à l'excitation ; l'autre, métallisée également, reliée à la masse, constitue l'électrode mobile. Les mêmes caractéristiques de réglage sont conservées à l'appareil.

Si nous considérons le quartz libre, excité par une tension V -phénomène décrit par les équations 10-, l'amplitude du mouvement relatif résultant de la face supérieure est :

$$\Delta x = d_{11} V$$

Dans le cas d'une excitation :

$$V = 30 \text{ v crête à crête}$$

$$\Delta x_{max} = 0{,}3 \text{ Å}$$

D'après le calcul effectué page 44 la tension théorique délivrée devrait être environ 200 μV pour un entrefer de 3 μ.

Nous nous proposons de déterminer expérimentalement la tension correspondant à une telle vibration de 0,3 Å d'amplitude et ce résultat permettra entre autre un étalonnage de l'appareil.

Pour cela, des essais ont été réalisés dans différentes conditions :

a) En utilisant simplement un quartz métallisé sur ses deux faces (figure 20-a). La partie inférieure repose sur un plan téflon : l'excitation est effectuée par l'intermédiaire d'un fil soudé sur la métallisation. Le quartz est plaqué sur la face d'appui grâce à des lames ressorts très souples reliant à la masse la face supérieure métallisée.

L'utilisation de ce montage s'est révélée impossible à cause de l'apparition sur le détecteur d'une tension parasite indépendante du phénomène, par conséquent indépendante de la tension continue de polarisation, mais proportionnelle à la tension d'excitation. Il est apparu que cette tension était due au rayonnement provenant de l'effet de bord de la capacité d'une part (diminution de cette tension par un blindage réalisé par une couronne de cuivre, ajustée sur le quartz et reliée à la masse) ; à une mauvaise homogénéité de la couche de métallisation d'autre part.

Nous avons essayé de pallier ces inconvénients en réalisant le montage suivant :

b) Ce montage est schématisé figure 20-b. Le quartz métallisé est solidaire par sa face inférieure d'un disque de cuivre (permettant l'excitation et la tenue mécanique sur le plan de base) par sa face supérieure d'un couvercle très léger rodé plan (remplaçant le plan mobile, et utilisé comme blindage). Ces deux pièces sont fixées sur le quartz au moyen d'une couche très fine conductrice de colle araldite, mélangée à de la poudre d'argent.

Nous constatons avec cet ensemble la suppression de la tension parasite. Mais la wobulation en fréquence de la tension d'excitation fait apparaître une courbe d'amplitude ne correspondant pas au phénomène réel (figure 21) : le quartz dans ce montage se comporte comme

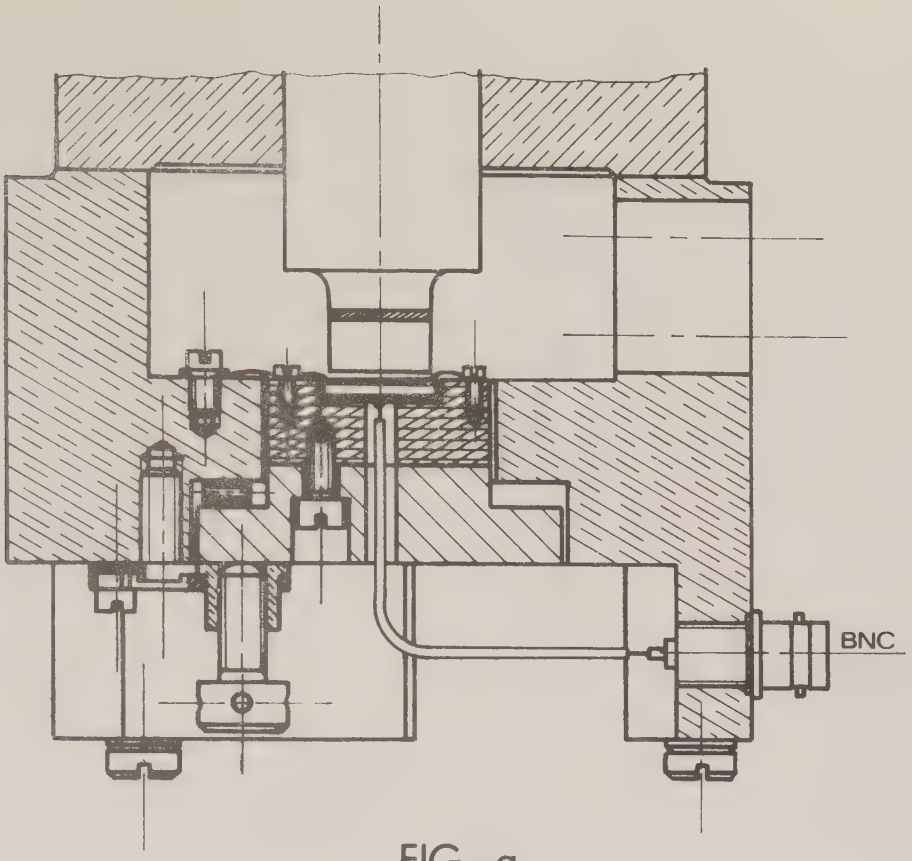


FIG . a

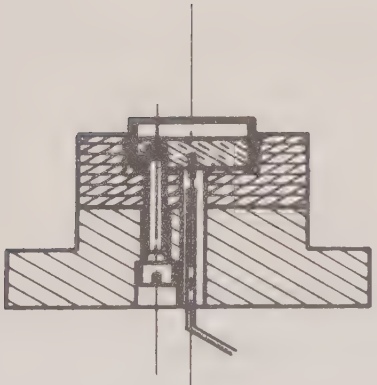


FIG . b

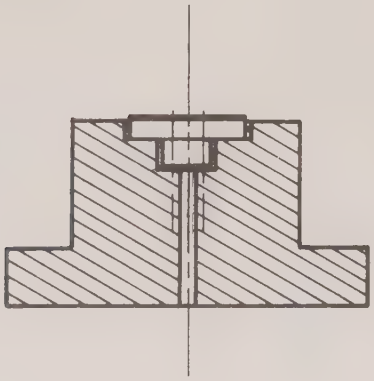
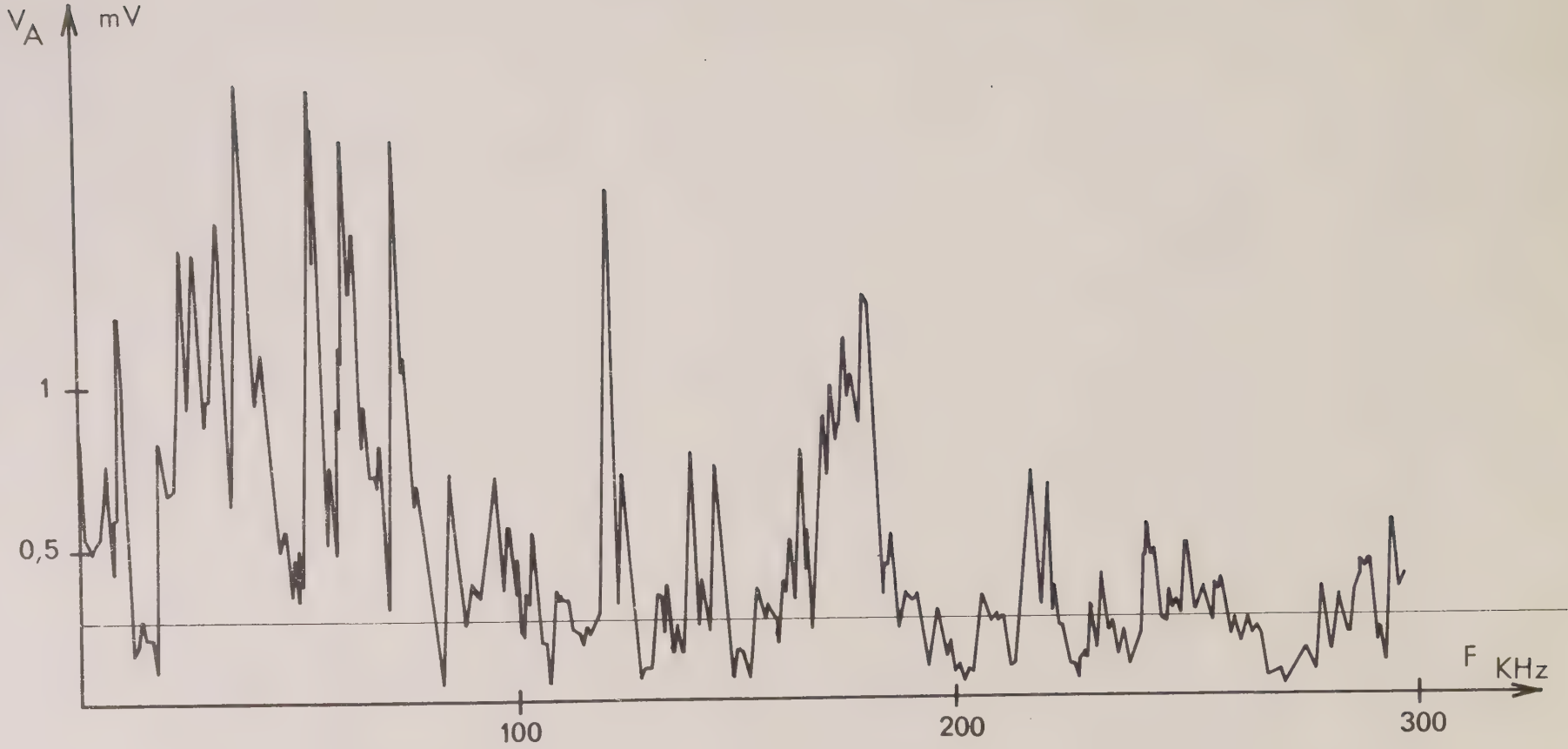


FIG . c

Mesure de l'amplitude de vibration d'une coupe X de quartz

FIG . 20



Enregistrement de la réponse en amplitude d'une coupe X de quartz dans le cas d'un montage type fig 20 b

FIG . 21

un accéléromètre. On détecte ainsi les résonances propres au montage du quartz, les vibrations transmises au montage ...

c) Une solution intermédiaire a été réalisée par un blindage de la pastille d'excitation du quartz (figure 20-c). Cette pastille, solidaire du quartz, inférieure en diamètre est isolée de la masse par un support isolant d'épaisseur 1/10. La face supérieure est métallisée à l'argent (obtention d'une couche très homogène) et reliée à la masse par un fil très fin.

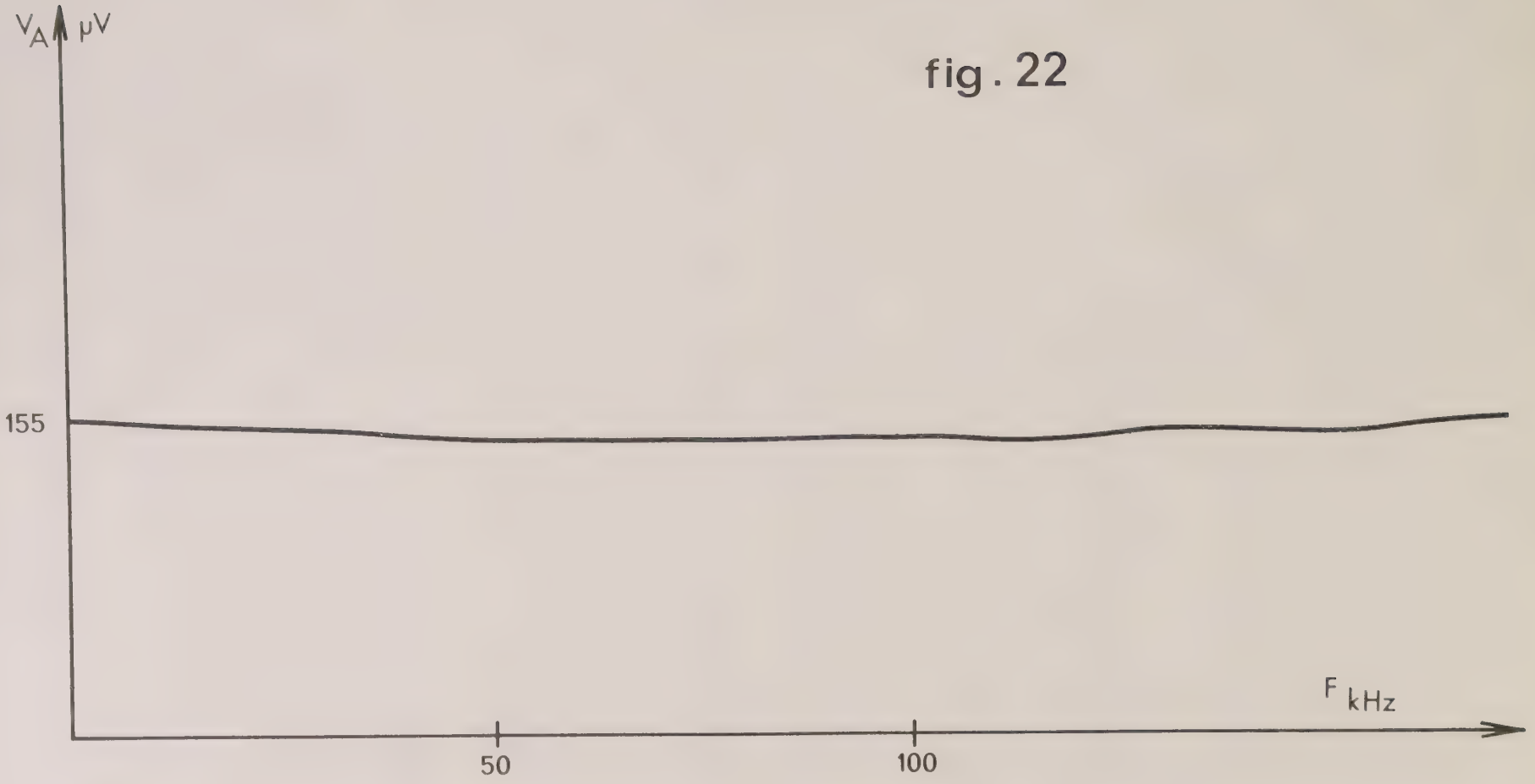
On constate grâce à ce montage la disparition des inconvénients précédents. La wobulation en fréquence de la tension d'excitation permet d'obtenir la courbe correspondant à l'excitation du quartz (figure 22). La tension recueillie pour une excitation de 15 V_c (amplitude de 0,3 Å) et pour un entrefer de 3µ est de 155 µvolts, donc légèrement inférieure à la tension théorique. Les courbes obtenues en excitation directe et réciproque sont superposables avec une bonne linéarité.

Il est donc possible à partir d'une telle mesure de chiffrer en Å l'amplitude de vibration du plan mobile du capteur à une fréquence quelconque (ou de tout autre ensemble mobile remplaçant le plan capteur).

B/ Problème de la métallisation des quartz

Le succès de cette manipulation réside dans la métallisation correcte de la face supérieure, (homogénéité, bon accrochage et parallélisme de la couche) et dans la soudure du fil très fin reliant à la masse la face supérieure.

fig. 22



ENREGISTREMENT DE LA REPONSE EN AMPLITUDE D'UNE COUPE X DANS LE CAS D'UN MONTAGE TYPE 20 C EXCITATION RECIPROQUE

Le parallélisme de la couche est obtenu par évaporation du métal à une distance correcte de l'échantillon. La condition d'homogénéité est réalisée par le choix du métal et de sa pureté (très bons résultats obtenus avec de l'argent). L'adhérence de la couche métallique est plus difficile à obtenir et elle nécessite un traitement préalable du quartz.

- dégraissage du cristal au trichloréthylène
- lavages à l'eau désionisée puis à l'alcool
- légère attaque superficielle du cristal au bifluorure d'ammonium
- lavages à l'eau désionisée puis à l'alcool
- séchage

Le quartz doit être ensuite fixé sur un montage et mis sous vide dans ces conditions de propreté en vue de la métallisation.

Les évaporations sous vide que nous avons effectuées ont été réalisées sur un groupe à métalliser SEAVOM.

Le problème de la soudure de fil est encore plus délicat que les précédents : en effet, il est difficile de réaliser la soudure d'un fil de quelques 1/100 mm de diamètre sur une couche métallique dont l'épaisseur est de l'ordre du micron.

Après plusieurs essais, nous avons adopté la solution consistant à déposer sur le quartz avant métallisation une goutte d'une préparation à base de métaux finement divisés et de différents flux et laques. Ce produit, après 20 minutes de cuisson à 600° et refroidissement lent permet une soudure tendre homogène du fil à travers la couche métallisée déposée par la suite. Cette technique est celle utilisée dans l'industrie pour le montage en boitier de certains quartz.

- CONCLUSION -

Nous avons dans ce travail mis au point et décrit l'appareillage ainsi que le matériel nécessaires à l'étalonnage dynamique de certains capteurs de pression à effet piézoélectrique (la limite d'utilisation apparaissant pour des capteurs de sensibilité inférieure à 10^{-2} bar).

Nous pouvons constater à l'aide des enregistrements réalisés sur un capteur Kistler l'intérêt de la méthode par simulation : de mise en oeuvre assez réduite, (par opposition avec la méthode type du tube à choc) elle permet l'obtention rapide d'une courbe de réponse complète, décrivant avec exactitude le fonctionnement du capteur.

La technique d'excitation inverse concrétise les possibilités d'utilisation du capteur capacitif qui permet, dans le cas de nos manipulations, de mesurer l'amplitude d'une variation de l'ordre de 5/100 d'Å . Ce résultat laisse envisager l'application de cette méthode à la détection de phénomènes vibratoires de très faible amplitude.

- BIBLIOGRAPHIE -

{1} W G CADY — Piezoelectricity
Tomes I et II — An introduction to the theory and applications of electromechanical phenomena in crystals.

{2} J. CHOLAT,NAMY — Etude de méthodes d'étalonnage dynamique de capteurs de pression.
Recherche aéronautique 1961 n° 80

{3} J.D.H EDWARDS — The application of a piezoelectric bar gange to shock tube studies.
J. Sci. Instrum. 1964 - Vol. 41

{4} L. EYRAUD — Diélectriques solides anisotropes et ferroélectricité
Gauthier Villars - Paris

{5} W. GOHLKE — Quarzdruckmessgeräte hoher Eigenfrequenz
VDI Forschungshelt 407. IC. 1941

{6} J. GRANIER — Les Diélectriques
Dunod

{7} Dr.R. HATSCHEK — Piezoelektriche Druckgeber und ihre Anwendung
VDI Berichte Nr. 93 - 1966

{8} R.A HEISING — Quartz crystals for electrical circuits
Pub. by D Van Nostrand Company 250
4ème Av. New York

{9} A.R.V HIPPEL — Les diélectriques et leurs applications
Dunod

{10} P. LIENARD — Etalonnage dynamique des capteurs de pression par la méthode du tube à choc et dépouillement automatique des courbes de réponse. Rech. Aérospatiale 1963 - N° 94

{11} P. LIENARD — Extension aux niveaux élevés de capteurs de pressions acoustiques. Revue générale d'électronique n° 206

{12} P. LIENARD — Manomètres à très large bande de fréquence et applications aux mesures de pressions rapidement variables AGARD, Report 170 (mars 1958)

{13} W.P MASSON — Piezoelectric crystals and their application to ultrasonics Van Nostrand Company

{14} W.P MASSON — Crystal physics of interaction processes Academic press. New York

{15} NYE — Physical properties of crystals Clarendon Press - Oxford

{16} D. PENNIGTON — Piezoelectric accelerometer manual Roto Sadag S.A - Genève 1965

{17} Dr. G SPESCHA — Piezoelectrische Messgeräte Documentation Kistler 8408 Winterthur - Suisse

{18} F. VALENTIN — Note technique Capteurs de pressions à effet piézoélectrique I.F.A St Louis

{19} Y. VICTOR — Mesure des grandeurs physiques par capteurs à quartz Documentation SEDEME 88 rue Bobillot Paris XIII

{20} LANDOLD-BORNSTEIN — Numerical data and functional relationships in science and technology